

## (12)特許協力条約に基づいて公開された国際出願

(19) 世界知的所有権機関  
国際事務局(43) 国際公開日  
2004年4月8日 (08.04.2004)

PCT

(10) 国際公開番号  
WO 2004/030240 A1

(51) 国際特許分類7:

H04B 7/10, 7/08

(21) 国際出願番号:

PCT/JP2003/012346

(22) 国際出願日:

2003年9月26日 (26.09.2003)

日本語

(25) 国際出願の言語:

日本語

(26) 国際公開の言語:

日本語

(30) 優先権データ:

特願2002-283194 2002年9月27日 (27.09.2002) JP

(71) 出願人(米国を除く全ての指定国について): 松下電器産業株式会社 (MATSUSHITA ELECTRIC INDUSTRIAL CO., LTD.) [JP/JP]; 〒571-8501 大阪府門真市大字門真1006番地 Osaka (JP).

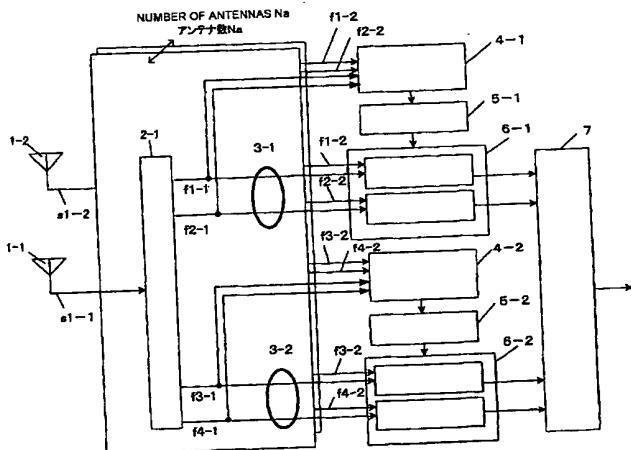
(72) 発明者; および

(75) 発明者/出願人(米国についてのみ): 岸上 高明 (KISHIGAMI,Takaaki) [JP/JP]; 〒146-0095 東京都大田区多摩川2-10-10-402 Tokyo (JP). 深川 隆 (FUKAGAWA,Takashi) [JP/JP]; 〒215-0025 神奈川県川崎市麻生区五力田1-10-1-203 Kanagawa (JP). 湯田 泰明 (YUDA,Yasuaki) [JP/JP]; 〒233-0002 神奈川県横浜市港南区上大岡西3-11-2-408 Kanagawa (JP). 高草木 恵二 (TAKAKUSAKI,Kelji) [JP/JP]; 〒236-0054 神奈川県横浜市金沢区堀口1-1-6 Kanagawa (JP). 宮本 昭司 (MIYAMOTO,Shoji) [JP/JP]; 〒981-0922 宮城県仙台市青葉区鷺ヶ森2-3-13-202 Miyagi (JP).

[続葉有]

(54) Title: ADAPTIVE ANTENNA RADIO COMMUNICATION DEVICE

(54) 発明の名称: 適応アンテナ無線通信装置



WO 2004/030240 A1

(57) Abstract: An adaptive antenna radio communication device comprises a division band direction estimating unit (4) for estimating the direction by calculating the cross correlations between a pilot signal and sub-carrier signals of the respective divided bands received by an array antenna (1) and calculating a spatial profile from correlation matrices determined by combining the correlation values between antenna elements of the different sub-carrier signals according to the output of the cross correlation calculation, a divided band array weight creating unit (5) for creating a weight of a reception array having a directional beam in the direction of estimation for each divided band, and a sub-carrier directivity creating unit (6) for creating a directivity by multiplication-combining the created reception array weight with the corresponding sub-carrier signal. Thus, the accuracy of direction estimation for each divided band can be ensured even in frequency selection fading. Directivity control most suitable for the entire band is made by changing the directivity control method in accordance with the angle spread of the entire band, and user-to-user interference is reduced.

(57) 要約: アレーアンテナ(1)で受信された分割帯域毎のサブキャリア信号群に対して、パイロット信号との相互関係演算を行い、それらの出力を基に異なるサブキャリア信号のアンテナ素子間の相関値を合成して得られる相関行列から、空間プロファイルを算出し方向推定する分割帯域方向推定部(4)と、分割帯域毎に推定方向に指向性ビームを有する受信アレー重みを生成する分割帯域アレー重み生成部(5)と、生成された

[続葉有]



(74) 代理人: 岩橋 文雄, 外(IWAHASHI,Fumio et al.); 〒571-8501 大阪府 門真市 大字門真 1006番地 松下電器産業株式会社内 Osaka (JP).

(81) 指定国(国内): AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NI, NO, NZ, OM, PG, PH, PL, PT, RO, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, YU, ZA, ZM, ZW.

(84) 指定国(広域): ARIPO 特許 (GH, GM, KE, LS, MW, MZ, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア特許 (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), ヨーロッパ特許 (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HU, IE, IT, LU, MC, NL, PT, RO, SE, SI, SK, TR), OAPI 特許 (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

添付公開書類:  
— 國際調査報告書

2文字コード及び他の略語については、定期発行される各PCTガゼットの巻頭に掲載されている「コードと略語のガイダンスノート」を参照。

受信アレー重みを対応するサブキャリア信号に乘算合成することで指向性を形成するサブキャリア指向性形成部(6)とを備えている。これにより、周波数選択フェージング下でも分割帯域毎の方向推定精度を確保できる。また、帯域全体の角度広がりに応じて、指向性制御方法を切替えることにより帯域全体で最適な指向性制御を行い、ユーザ間干渉を低減する。

## 明細書

## 適応アンテナ無線通信装置

## 技術分野

5 本発明は、周波数の異なる複数のサブキャリアを用いたマルチキャリア伝送方式のデジタル無線通信システムにおいて、到来パスの方向推定手段と、それに基づく指向性制御手段を有するアーレーアンテナ備えた適応アンテナ無線通信装置に関する。

## 10 背景となる技術

無線通信装置が受信する信号は、様々な信号による干渉を受けて、受信品質の劣化が生ずる。この干渉を抑制し、所望方向から到来する信号のみを強く受信する技術として、アダプティブアーレーアンテナ（適応アンテナ）が知られている。アダプティブアーレーアンテナでは、受信信号に乘算する重み付け係数（以下、この重み付け係数を「重み」という。）を調整して受信信号に対して与える振幅と位相を調整することにより、所望方向から到来する信号のみを強く受信することができる。

また、近年、無線通信の大容量化と、高速化への要求が高まりをみせており、その実現には耐マルチパス性や耐フェージング対策が大きな課題となっている。20 広帯域伝送を行う帯域内を複数の狭帯域なサブキャリアにより並列的に伝送するマルチキャリア伝送は、課題解決のための一つのアプローチであり、特に直交周波数分割多重（OFDM）伝送方式は地上波デジタル放送や広帯域無線アクセスシステムにおいて採用されている。

マルチキャリア伝送システムにおいて、アダプティブアーレーアンテナを用いることは、両者の特徴をさらに生かすことを可能にし、耐マルチパス性、耐フェー

ジング性をさらに高めることができる。

詳細な構成についての説明は省略するが、マルチキャリア伝送システムにおいて、アダプティプアレーインテナを備えた従来の無線装置として、例えば、特開平11-205026号公報に記載されているようなものがあった。これは、サブキャリア毎にアンテナ重みを演算することで、比帯域（＝使用する全通信帯域／全通信帯域の中心周波数）が大きい場合でも、OFDM伝送方式の全通信帯域に均一なアンテナ指向性ビームが得られ、全通信帯域内でマルチバス等の妨害波の影響を受けにくい送受信を可能にしている。

しかしながら、従来の適応アンテナ無線通信装置においては、サブキャリア毎に方向推定を行い、受信アレー重みを演算するため、周波数選択性フェージングの影響をうける場合、受信電力が小さいサブキャリア信号に対しては十分な精度で方向推定が行えないという課題があった。また、サブキャリア数が多い場合には回路規模が増大するといった課題を有していた。

## 15 発明の開示

本発明は、広帯域なマルチキャリア伝送方式を行う場合において、隣接するサブキャリア信号間での空間的なスペクトラムの相関が高いことを利用し、通信帯域内を分割した分割帯域内に属するサブキャリア信号群の平均的な到来方向を推定する。これにより、受信電力が小さいサブキャリアが存在する場合でも、それが属するサブキャリア信号群としての到来方向を推定することで、推定精度の劣化を抑えることを可能にしている。また、サブキャリア信号毎の複数バスの個別あるいは平均的な方向推定も可能とする。

指向性送信する場合、分割帯域毎あるいは全通信帯域での空間的なスペクトラムをもとに角度広がりを検出し、角度広がりが小さい場合は、全サブキャリア信号群の平均的な到来方向に基づき送信指向性制御を行う。一方、角度広がりが大

きい場合は、1) 分割帯域毎の方向推定結果のなかで最大受信電力を与える方向に指向性送信制御、または、2) 分割帯域毎の方向推定結果の中で所定数の上位受信電力を与える方向に指向性送信制御を行う。これにより受信時の到来パス方向に指向性送信が可能となり、他ユーザへの干渉を効果的に低減することができる。

5 るので、通信品質を高め、システム容量を改善することができる。

本発明に係る適応アンテナ無線通信装置は、マルチキャリア伝送された高周波信号を受信する複数のアンテナ素子で構成されるアレーインテナと、このアンテナ素子毎に受信された高周波信号を複数のサブキャリア信号に分波する分波器と、マルチキャリア伝送される全通信帯域を  $N_d$  個（ただし、 $N_d$  は 2 以上、かつ、  
10 マルチキャリア伝送に用いられるサブキャリア数以下の自然数）に分割し、各分割帯域に属するサブキャリア信号群を用いて電波の到来方向推定を行う  $N_d$  個の分割帯域方向推定部と、分割帯域毎に、分割帯域方向推定部の推定方向に指向性ビームを有する、受信アレー重みを生成する分割帯域アレー重み生成部と、分割帯域毎に生成された受信アレー重みを、それに対応する分割帯域内に属するそれ  
15 ぞれのサブキャリア信号に乘算合成することで指向性を形成するサブキャリア指向性形成部と、このサブキャリア指向性形成部の出力を用いてデータ復調する復調部とを具備する。これによって、分割された帯域内のサブキャリア信号群の到来方向の推定が可能であるので、方向推定結果に基づいた指向性受信ができる。

また、本発明に係る適応アンテナ無線通信装置の分割帯域方向推定部は、サブキャリア信号に埋め込まれた既知のパイロット信号を用いて、入力された各サブキャリア信号とのパイロット信号相関値を算出し、異なるアンテナ素子で受信された、同一サブキャリア信号間で算出されたパイロット信号相関値の相関値を基に到来方向推定を行う。これによって、パイロット相関値の位相を基準とした方向推定ができる。

25 また、本発明に係る適応アンテナ無線通信装置の分割帯域方向推定部は、サブ

キャリア信号群に属するサブキャリア毎の相関行列を統合した相関行列を用いて到来方向推定を行う。

また、本発明に係る適応アンテナ無線通信装置の分割帯域方向推定部は、サブキャリア信号群に属するサブキャリア数がL個で、その第k番目のサブキャリア信号についての第m番目のアンテナ素子でのパイロット信号相関値を第m番目の要素にもつ列ベクトル  $V_k$  と、複素共役転置演算子  $H$  により、

$$R = V_1 V_1^H + V_2 V_2^H + \cdots + V_L V_L^H$$

として表せる相関行列  $R$  を用いて、到来方向推定を行う。これによって、サブキャリア信号群の到来方向を平均した方向を精度よく検出できる。

また、本発明に係る適応アンテナ無線通信装置の分割帯域方向推定部は、サブキャリア信号群に属するサブキャリア毎の相関ベクトルを統合した相関ベクトルを用いて到来方向推定を行う。

また、本発明に係る適応アンテナ無線通信装置の分割帯域方向推定部は、サブキャリア信号群に属するサブキャリア数がL個で、その第k番目のサブキャリア信号についての第m番目のアンテナ素子でのパイロット信号相関値を第m番目の要素とする列ベクトル  $V_k$  と、この列ベクトル  $V_k$  の第x番目の要素  $V_{kx}$  (ただし、xはアンテナ素子数以下の自然数) と、複素共役演算子  $*$  により、

$$z = V_{1x}^* V_1 + V_{2x}^* V_2 + \cdots + V_{Lx}^* V_L$$

として表せる相関ベクトル  $z$  を用いて到来方向推定を行う。これによって、サブキャリア信号群の到来方向を平均した方向を精度よく検出できる。

また、本発明に係る適応アンテナ無線通信装置の分割帯域方向推定部は、サブキャリア信号に埋め込まれた既知のパイロット信号を用いて、入力された各サブキャリア信号との相互相関演算を行うことで遅延プロファイルを算出し、遅延プロファイルから複数のパス到来タイミングを検出するパスサーチ部をさらに有し、  
25 パス到来タイミング毎に、異なるアンテナ素子で受信された、同一サブキャリア

信号間で算出されたパイロット信号相関値の相関値を基に到来方向推定を行う。これによって、サブキャリア信号毎に含まれるマルチパス波の到来方向を推定できる。

また、本発明に係る適応アンテナ無線通信装置の分割帯域方向推定部は、サブ  
5 キャリア信号群に属するサブキャリア毎に、検出されたサブキャリア毎の相関行列を統合した相関行列を用いて、到来方向推定を行う。

また、本発明に係る適応アンテナ無線通信装置の分割帯域方向推定部は、サブ  
キャリア信号群に属するサブキャリア数がL個で、その第k番目のサブキャリア  
信号についての第p番目の到来パス（全到来パス数はS）の第m番目のアンテナ  
10 素子でのパイロット信号相関値をm番目の要素にもつ列ベクトル  $V_k(p)$  と、複素  
共役転置演算子  $H$  により、

$$R = \sum_{k=1}^L \sum_{p=1}^S V_k(p) V_k(p)^H$$

として表せる相関行列  $R$  を用いて到来方向推定を行う。これによって、サブキャリア信号毎に含まれるマルチパス波の到来方向の推定を精度よく行える。

15 また、本発明に係る適応アンテナ無線通信装置の分割帯域方向推定部は、サブ  
キャリア信号群に属するサブキャリア毎に、検出されたサブキャリア毎の相関ベ  
クトルを統合した相関ベクトルを用いて到来方向推定を行う。

また、本発明に係る適応アンテナ無線通信装置の分割帯域方向推定部は、サブ  
キャリア信号群に属するサブキャリア数がL個で、その第k番目のサブキャリア  
信号についての第p番目の到来パス（全到来パス数はS）の第m番目のアンテナ  
20 素子でのパイロット信号相関値をm番目の要素とする列ベクトル  $V_k(p)$  と、この  
列ベクトル  $V_k(p)$  のx番目の要素  $V_{kx}(p)$ （ただし、xはアンテナ素子数以下の  
自然数）と、複素共役転置演算子\*により、

$$z = \sum_{k=1}^L \sum_{p=1}^S V_{kx}(p) * V_k(p)$$

として表せる相関ベクトル  $z$  を用いて到来方向推定を行う。これによって、サブキャリア信号毎に含まれるマルチパス波の到来方向の推定を精度よく行える。

また、本発明に係る適応アンテナ無線通信装置の分割帯域方向推定部は、相関行列  $R$  を用いて、MUSIC法、ESPRIT法、CAPON法、あるいはフーリエ法のいずれかの手法により到来方向の推定を行う。これによって、様々な到来方向推定手法を適用することができる。

また、本発明に係る適応アンテナ無線通信装置の分割帯域方向推定部は、相関行列  $R$  に空間スムージング処理を行う空間スムージング処理部を有し、この空間スムージング処理部からの出力に、MUSIC法、ESPRIT法、CAPON法、あるいはフーリエ法のいずれかの手法を用いることで到来方向推定を行う。これによって、相関波が存在する場合でも推定精度を確保できる。

また、本発明に係る適応アンテナ無線通信装置の分割帯域方向推定部は、相関行列  $R$  にユニタリ変換処理を行うユニタリ変換部を有し、前記ユニタリ変換部からの出力に、MUSIC法、ESPRIT法、CAPON法、あるいはフーリエ法のいずれかの手法を用いることで到来方向推定する。これによって、アレーランテナが等間隔直線アレーの場合、方向ベクトルを実数化することができるため、演算処理量を低減できる。

また、本発明に係る適応アンテナ無線通信装置は、マルチキャリア伝送された高周波信号を受信する複数のアンテナ素子で構成されるアレーアンテナと、アンテナ素子毎に受信された高周波信号を複数のサブキャリア信号に分波する分波器と、マルチキャリア伝送される全通信帯域でのサブキャリア信号を用いて到来方向推定を行う全帯域方向推定部と、全通信帯域を  $N_d$  個（ただし、 $N_d$  は 2 以上、かつ、マルチキャリア伝送に用いられるサブキャリア数以下の自然数）に分割し、

各分割帯域に属するサブキャリア信号群を用いて電波の到来方向推定を行う  $N_d$  個の分割帯域方向推定部と、 $N_d$  個の分割帯域方向推定部での方向推定結果の偏差が所定値以下の場合、前記全帯域方向推定部の推定値を選択して出力し、偏差が所定値より大きい場合、前記分割帯域方向推定部の推定値を出力する方向推定  
5 結果選択部と、前記方向推定結果選択部の出力を用いて、推定方向に指向性ビームを有する受信アレー重みを生成する分割帯域アレー重み生成部とを具備する。これによって、帯域内での到来方向の分散から適応的に指向性制御方法を切り替えることができる。

また、本発明に係る適応アンテナ無線通信装置は、マルチキャリア伝送された  
10 高周波信号を受信する複数のアンテナ素子で構成されるアレーインテナと、アンテナ素子毎に受信された高周波信号を複数のサブキャリア信号に分波する分波器と、マルチキャリア伝送される全通信帯域でのサブキャリア信号を用いて到来方向推定を行う全帯域方向推定部と、全通信帯域を  $N_d$  個（ただし、 $N_d$  は 2 以上、かつ、マルチキャリア伝送に用いられるサブキャリア数以下の自然数）に分割し、  
15 各分割帯域に属するサブキャリア信号群を用いて電波の到来方向推定を行う  $N_d$  個の分割帯域方向推定部と、この全帯域方向推定部で算出される空間プロファイルから角度広がりを検出し、角度広がりが所定値以下の場合、全帯域方向推定部の推定値を選択して出力し、角度広がりが所定値より大きい場合、分割帯域方向推定部の推定値を出力する方向推定結果選択部と、この方向推定結果選択部の出  
20 力を用いて受信アレー重みを生成する分割帯域アレー重み生成部とを具備する。これによって、帯域内での到来方向の広がりから適応的に指向性制御方法を切り替えることができる。

また、本発明に係る適応アンテナ無線通信装置は、時間分割デュプレックス（T  
DD）方式または周波数分割デュプレックス（FDD）方式でマルチキャリア伝  
25 送される無線システムにおいて、方向推定結果選択部で選択された推定方向結果

を基に分割帯域毎に、1つの送信指向性ピームを形成する送信アレー重みを算出するサブキャリア送信重み生成部と、分割帯域毎に送信アレー重みを送信サブキャリア信号に乗算し、指向性ピームを送信するサブキャリア送信指向性形成部とをさらに具備する。これによって、帯域内での到来方向の広がりから適応的に指  
5 向性制御方法を切り替えることができる。

また、本発明に係る適応アンテナ無線通信装置は、時間分割デュプレックス（T  
D D）方式でマルチキャリア伝送される無線システムにおいて、分割帯域毎の分  
割帯域アレー重み生成部で生成された受信アレー重みを、送信アレー重みとして  
用いるサブキャリア送信重み生成部と、分割帯域毎に共通な送信アレー重みを用  
10 いて指向性ピームを送信するサブキャリア送信指向性形成部とをさらに具備する。  
これによって、分割帯域毎に受信指向性と同じ指向性を用いて送信ができる。

また、本発明に係る適応アンテナ無線通信装置は、時間分割デュプレックス（T  
D D）方式または周波数分割デュプレックス（F D D）方式でマルチキャリア伝  
送される無線システムにおいて、全ての分割帯域方向推定部での推定方向の中か  
15 ら、最大受信電力を与える推定方向に、送信指向性ピームを形成するような送信  
アレー重みを算出するサブキャリア送信重み生成部と、送信アレー重みを用いて  
全分割帯域で共通の指向性ピームを送信するサブキャリア送信指向性形成部とを  
さらに具備する。これによって、分割帯域の中で最大受信電力を与えるパス方向  
に送信ピームを形成できる。

20 また、本発明に係る適応アンテナ無線通信装置は、時間分割デュプレックス（T  
D D）方式または周波数分割デュプレックス（F D D）方式でマルチキャリア伝  
送される無線システムにおいて、分割帯域方向推定部から出力された推定方向の  
偏差を算出し、偏差が所定値以下の場合には全ての分割帯域方向推定部から出力  
された方向推定値の平均方向にマルチピームとなる送信指向性ピームを形成する、  
25 送信アレー重みを算出し、所定値より大きい場合には、全ての分割帯域の中から

所定数の、上位の受信電力を与える推定方向に送信アレー重みを算出するサブキャリア送信重み生成部とをさらに具備する。これによって、帯域内での到来方向の広がりから適応的に指向性制御方法を切り替えることができる。

また、本発明に係る適応アンテナ無線通信装置でのマルチキャリア伝送は、直  
5 交周波数分割多重（O F D M）されたサブキャリア信号を用いる。これによって、  
周波数使用効率の高い変調方式で伝送できる。

また、本発明に係る適応アンテナ無線通信装置でのマルチキャリア伝送は、周  
波数軸方向、あるいは時間軸方向に符号分割することでユーザ多重されたサブキ  
ヤリア信号を用いる。これによって、符号分割によりユーザ多重ができるシス  
10 テムに適用できる作用を有する。

また、本発明に係る適応アンテナ無線通信装置は、多重されたユーザ毎に送信  
アレー重みあるいは受信アレー重みを生成し、指向性受信を行う。これによって、  
多重ユーザ毎に分割帯域毎に最適な指向性制御が可能となる。

また、本発明に係る適応アンテナ無線通信装置の分割帯域アレー重み生成部は、  
15 自己の分割帯域での分割帯域方向推定部の方向推定結果に指向性ビームを有し、  
多重されている他ユーザの推定方向にはヌルを形成する受信アレー重みを生成す  
る。これによって、多重ユーザ毎に分割帯域毎に干渉方向にヌルを形成した最適  
な指向性受信が可能となる。

また、本発明に係る適応アンテナ無線通信装置のサブキャリア送信重み生成部  
20 は、所望のユーザ方向に指向性ビームを有し、多重されている他ユーザ方向には  
ヌルを形成する送信アレー重みを生成する。これによって、多重ユーザ毎に分割  
帯域毎に干渉方向にヌルを形成した最適な指向性送信受信が可能となる。

以上のように本発明によれば、アレーアンテナを備えた適応アンテナ無線通信  
装置において、広帯域なマルチキャリア伝送方式を行う場合において、受信電力  
25 が小さいサブキャリアが存在する場合でも、推定精度の劣化を抑えることが可能

であり、受信品質が改善される。また、指向性送信する場合において、ユーザ間干渉を低減させ、通信品質の改善を図ることができる。

#### 図面の簡単な説明

5 図 1 は本発明の実施例 1 における無線通信装置の構成を示すブロック図である。

図 2 は実施例 1 における分割帯域方向推定部の詳細な構成を示すブロック図である。

図 3 は実施例 1 における分割帯域方向推定部での空間プロファイル算出結果を示す図である。

10 図 4 は実施例 1 における分割帯域方向推定部の別な構成を示すブロック図である。

図 5 は本発明の実施例 2 における無線通信装置の構成を示すブロック図である。

図 6 は本発明の実施例 3 における無線通信装置の構成を示すブロック図である。

図 7 本発明の実施例 4 における無線通信装置の構成を示すブロック図である。

15

#### 発明を実施するための最良の形態

以下、本発明の実施例について、図面を用いて説明する。なお、以下の説明において、同一機能のブロック等については、同一符号を記す。

##### (実施例 1)

20 図 1 は、本発明の実施例 1 に係る適応アンテナ無線通信装置の構成を示すブロック図である。図 1 に示す適応アンテナ無線通信装置は、複数  $N_a$  個のアンテナ素子  $1 - 1 \sim 1 - N_a$  から構成されるアーレアンテナ 1、第  $k$  番目のアンテナ素子  $1 - k$  で受信された高周波信号  $s_{1 - k}$  を周波数変換後に、複数  $N_s$  個のサブキャリア信号  $f_{1 - k} \sim f_{N_s - k}$  に分波する分波器  $2 - k$  (ただし、 $k = 1 \sim N_a$ )、通信帯域を  $N_d$  個に分割した分割帯域のうち、第  $m$  番目の分割帯域  $3 -$

mに属するサブキャリア信号群を用いて到来方向推定を行う分割帯域方向推定部4-m、第m番目の分割帯域方向推定部4-mでの方向推定結果を基に受信アレー重みを生成する分割帯域アレー重み生成部5-m、分割帯域アレー重み生成部5-mによる受信アレー重みを用いて、第m番目の分割帯域3-mに属するサブキャリア信号群に対し指向性形成するサブキャリア指向性形成部6-m、指向性受信された各サブキャリア信号を用いてデータ復調を行う復調部7から構成されている。ただし、 $m = 1, \dots, N_d$ である。なお、図1ではアンテナ素子数 $N_a = 2$ 、サブキャリア数 $N_s = 4$ 、分割帯域数 $N_d = 2$ の場合の構成例を示している。

以下、図1を用いてその動作の説明を行う。まず、アレーアンテナ1を構成するアンテナ素子 $1-1 \sim 1-N_a$ にてマルチキャリア方式で伝送された高周波信号 $s_1-1 \sim s_1-N_a$ をそれぞれ受信する。このうち第k番目のアンテナ素子 $1-k$ により受信された高周波信号 $s_1-k$ は、分波器 $2-k$ により、高周波増幅と、周波数変換を順次施される。そして、マルチキャリア伝送に用いられる複数 $N_s$ 個のサブキャリア信号 $f_{1-k}, f_{2-k}, \dots, f_{N_s-k}$ が抽出される。ここで、受信信号の全通信帯域は $N_d$ 個の分割帯域に分けられる。そして、その内の第m番目の分割帯域3-mに属するサブキャリア信号群は、分割帯域方向推定部4-mとサブキャリア指向性形成部6-mにそれぞれ入力される。なお、分割帯域数 $N_d$ は、全サブキャリア数 $N_s \geq N_d > 1$ の範囲にある自然数とすることができる。また、各分割帯域3に属するサブキャリア信号群に属するサブキャリア数は必ずしも等しくする必要はない。以下では、サブキャリア数 $N_c$  ( $= N_s / N_d$ ) が各々等しいとして説明を行う。

次に、第m番目の分割帯域3-mに属するサブキャリア信号群を用いて、分割帯域方向推定部4-mにおいて、到来方向推定が行われる。図2は分割帯域方向推定部4の詳細な構成図を示す。

図2において、分割帯域方向推定部4-1は、各サブキャリア信号に埋め込まれた予め既知であるパイロット信号を生成するパイロット信号生成部20、受信された各サブキャリア信号と生成されたパイロット信号との相関値を演算するパイロット信号相関演算部21、パイロット信号相関値を基に相関行列を生成する相関行列生成部22、相関行列を基に空間プロファイルを演算する空間プロファイル演算部23とから構成されている。また、アンテナ素子1-1で受信されたサブキャリア信号群s21と、アンテナ素子1-2で受信されたサブキャリア信号群s22は、それぞれサブキャリア毎に異なるパイロット信号相関演算部21に入力している。以下、図2を用いてその動作説明を行う。なお、図2はアンテナ素子数N<sub>a</sub>=2、分割帯域内のサブキャリア数N<sub>c</sub>=2の場合における第1番目の分割帯域3-1における分割帯域方向推定部4-1の例を示す。

パイロット信号生成部20はサブキャリア信号にあらかじめ埋め込まれた既知信号（以下パイロット信号）を生成する。パイロット信号相関演算部21は生成されたパイロット信号と、サブキャリア信号の受信パイロットシンボルとの相関演算を行う。ここで、パイロット信号をr(s)とする。ただし、s=1~N<sub>p</sub>であり、N<sub>p</sub>はパイロット信号のシンボル数とする。

パイロット信号相関演算部21-n-kは、第k番目のアンテナ素子1-kで受信された第m番目の分割帯域3-mに属する第n番目のサブキャリア信号f<sub>n-k</sub>(t<sub>0</sub>)（なお、t<sub>0</sub>はパス到来タイミングを表す。）に対し、（式1）に示す相関演算を行い、パイロット相関値h<sub>nk</sub>を算出する。ただし、N<sub>o</sub>はシンボルに対するオーバーサンプル数、\*は複素共役を示す。以下、すべてのアンテナ素子（k=1~N<sub>a</sub>）で受信された第m番目の分割帯域3-mに属するサブキャリア信号群（n=1~N<sub>c</sub>）に対しパイロット相関値h<sub>nk</sub>を算出する。

$$h_{nk} = \sum_{s=1}^{N_p} f_{n-k}(t + N_0 \cdot (s-1)) r^*(s) \quad (1)$$

相関行列生成部 2 2 は、パイロット信号相関演算部 2 1 において算出されたパイロット相関値  $h_{nk}$  を用いて、(式 2) で示される相関ベクトル  $V_n$  を用いて、(式 3) に示される相関行列  $R$  を算出する。ただし、 $n = 1 \sim N_s$ 、 $k = 1 \sim N_a$ 、 $T$  はベクトル転置を示す。

$$5 \quad V_n = [h_{n,1} \ h_{n,2} \cdots h_{n,N_a}]^T \quad (2)$$

$$R = \sum_{n=1}^{N_c} V_n V_n^H \quad (3)$$

空間プロファイル演算部 2 3 は、相関行列生成部 2 2 により生成された相関行列  $R$  を用いて、方向推定を行う。方向推定アルゴリズムは数多く提案されているが、以下ではフーリエ法に基づく空間プロファイルを生成し、そのピーク方向を 10 検出することで到来方向推定値とするアルゴリズムを適用した場合について説明する。

空間プロファイル演算部 2 3 は、(式 4) に示す到来方向推定評価関数  $F(\theta)$  におけるパラメータ  $\theta$  を所定の角度ステップ  $\Delta\theta$  で可変することにより空間プロファイルを算出している。そして、空間プロファイルのピークレベルの高い順に 15 所定数  $M$  ( $M \geq 1$ ) のピーク方向を検出し、到来方向推定値とする。ただし、 $a(\theta)$  はアーチアンテナ 1 の素子配置で決まる方向ベクトルであり、例えば素子間隔  $d$  の等間隔直線アレーの場合、(式 5) のように表すことができる。ここで、 $\lambda$  は搬送波帶での分割帯域  $3 - m$  における中心周波数の波長であり、 $\theta$  は直線アレーの法線方向を  $0^\circ$  方向としている。また、 $H$  は複素共役転置を表す。

$$20 \quad F(\theta) = a(\theta)^H R a(\theta) \quad (4)$$

$$a(\theta) = \begin{bmatrix} 1 \\ \exp\{-j2\pi d \cdot 1 \cdot \sin\theta / \lambda\} \\ \vdots \\ \exp\{-j2\pi d \cdot (N_a - 1) \cdot \sin\theta / \lambda\} \end{bmatrix} \quad (5)$$

図3はアレー素子数N a = 8、サブキャリア信号群のサブキャリア数N c = 2の場合の空間プロファイル算出結果を示す。図3 Aはサブキャリア1の到来角度θ1 = 20°、サブキャリア2の到来角度θ2 = -20°の結果であり、図3 Bはサブキャリア1の到来角度θ1 = 5°、サブキャリア2の到来角度θ2 = -5°の結果である。図3 Aで示すように(式4)で示す到来方向推定はビームフォーマ法を用いており、アレーアンテナ1のビーム幅より、到来パス間隔が十分離れている場合はそれぞれのパス方向に対するピークを検出することができる。また、図3 Bで示すように、複数パスの到来角度が近接している場合、パス数に比べ少ないピーク数をもつ空間プロファイルが得られる。この場合のピーク方向は、複数パスの合成電力が最大となる方向となる。

次に、分割帯域アレー重み生成部5-mが、第m番目の分割帯域3-mに属するサブキャリア信号群に対し、分割帯域方向推定部4-mでの方向推定結果の最大ピーク方向または所定数の複数ピーク方向に主ビームを向ける受信アレー重みを生成する。

次に、サブキャリア指向性形成部6-mが、生成された受信アレー重みを各サブキャリア信号に対し共通に乗算合成し、復調部7へ出力する。なお、受信アレー重みは、無線周波数帯での各分割帯域3-mの中心周波数の波長λmを考慮して生成する。これは、特に比帯域が大きい場合に有効である。例えば素子間隔dの等間隔直線アレーの場合、第m番目の分割帯域3-mにおける受信アレー重みWmは、(式6)のよう表すことができる。ここで、θ0は方向推定結果である。なお、直線アレーの法線方向を0°方向としている。

$$W_m = \begin{bmatrix} 1 \\ \exp\{j2\pi d \cdot 1 \cdot \sin \theta_0 / \lambda_m\} \\ \vdots \\ \exp\{-j2\pi d \cdot (Na - 1) \cdot \sin \theta_0 / \lambda_m\} \end{bmatrix} \quad (6)$$

次に、復調部7が、すべての分割帯域3に渡って、サブキャリア指向性形成部6により指向性受信された各サブキャリア信号を用いて、復調動作を行う。

本実施例においては、分割帯域3に属するサブキャリア信号群に属する各サブキャリア信号から相関ベクトル $V_n$ を求め、これを合成して相関行列Rを生成する。そして、それを用いて到来方向推定を行うことで、分割帯域内のサブキャリア信号群の平均的な到来方向を推定することが可能となる。これにより、サブキャリア信号間の周波数間隔が十分狭い場合は、近接するサブキャリア信号間の空間相関特性が比較的高い性質がある。このため、サブキャリア信号あたりの受信電力が小さい場合でも、それらの複数サブキャリア信号を同相合成した後に方向推定を行うことにより、到来方向推定精度を確保することができる。サブキャリア信号間の周波数間隔が十分広い場合は、周波数ダイバーシチ効果により、方向推定精度を安定化させることができる。

なお、相関行列生成部22は、(式3)に示される相関行列Rではなく、(式7)に示す相関ベクトルzを用いても良い。この場合、空間プロファイル演算部23は(式4)でなく、(式8)に示す空間プロファイルを算出して、ピークレベルを検出することにより、到来方向推定値を求める。ここで、 $V_{n,m}$ は、相関ベクトル $V_n$ の第m番目の要素を表す。

$$z = \sum_{n=1}^{N_c} V_{n,1}^* V_n \quad (7)$$

$$F(\theta) = \left| z^H a(\theta) \right|^2 \quad (8)$$

なお、各サブキャリア信号が時間軸方向に拡散されるマルチキャリア直接拡散符号分割多重(MC/DS-CDMA)方式を用いて伝送される場合、分割帯域方向推定部4はサブキャリア信号における到来時刻の異なるマルチパス信号を取り出し、それらの複数パスの方向推定を行う構成でも良い。図4にその構成例を

示す。

図4は分割帯域方向推定部4-1の別な構成を示す図である。図4において分割帯域方向推定部4bは、各サブキャリア信号に埋め込まれた予め既知であるパイロット信号を生成するパイロット信号生成部20、サブキャリア信号毎に複数の到来パスタイミングを検出するパスサーチ部30、検出された複数の到来パスタイミング毎に受信されたサブキャリア信号と生成されたパイロット信号との相5互相關値を算出するパイロット信号相關演算部31、それらのパイロット信号相關値を基に相關行列を生成する相關行列生成部32と、生成された相關行列を用いて空間的な空間プロファイルを演算する空間プロファイル演算部33とから構成されている。以下、図4を用いてその動作説明を行う。なお、図4はアンテナ要素数N<sub>a</sub>=2、分割帯域内のサブキャリア数N<sub>c</sub>=2の場合の例を示している。

まず、パスサーチ部30-1～30-N<sub>s</sub>が、サブキャリア信号に埋め込まれたパイロット信号を用いて遅延プロファイルを生成し、その上位受信電力のピクタタイミングをパスタイミングとして検出する。ここで、あるサブキャリア信号群の第n番目のサブキャリア信号に対するパスサーチ部30-nにおける受信パスタイミング検出数をL<sub>n</sub>とする。ただし、n=1～N<sub>c</sub>。第k番目のアンテナ要素1-kで受信された第n番目のサブキャリア信号f<sub>n-k</sub>に対する、第j番目のパスタイミングt<sub>j</sub>におけるパイロット信号相關値h<sub>nk</sub>(t<sub>j</sub>)は(式9)で15表すことができる。ここで、パイロット信号をr(s)とする。ただし、s=1～N<sub>p</sub>であり、N<sub>p</sub>はパイロット信号のシンボル数とする。

$$h_{nk}(t_j) = \sum_{s=1}^{Np} f_{n-k}(t_j + No \cdot (s-1)) r^*(s) \quad (9)$$

なお、遅延プロファイルは、1) 各アンテナ要素1-1～Nで得られたパイロット信号相關値h<sub>nk</sub>(t<sub>j</sub>)の絶対値あるいは2乗を同じタイミング毎に合成する方法、あるいは、2) 指向性ビーム形成する重みを同じタイミングのパイロット

相関値  $h_{nk}(t_j)$  に乗算後、加算し、その絶対値あるいは2乗をとることで複数の遅延プロファイルを生成する方法、さらにはそれらを合成する方法により生成する。また、遅延プロファイルは、複数フレーム間にわたり平均化することで、ノイズ成分を抑圧することができる。

5 次に、相関行列生成部32が、パイロット信号相関演算部31において算出されたパイロット相関値  $h_{nk}(t_j)$  及び(式10)で示される相関ベクトル  $V_n(t_j)$  を用いて、(式11)に示される相関行列  $R$  を算出する。ただし、 $n = 1 \sim N_s$ 、 $k = 1 \sim N_a$ 、 $H$  はベクトル複素共役転置を示す。

$$V_n(t_j) = [h_{n,1}(t_j) \ h_{n,2}(t_j) \cdots h_{n,N_a}(t_j)]^T \quad (10)$$

$$10 \quad R = \sum_{n=1}^{N_s} \sum_{j=1}^{L_n} V_n(t_j) V_n(t_j)^H \quad (11)$$

次に、空間プロファイル演算部33が、相関行列生成部32により生成された相関行列  $R$  を用いて、(式4)に示す空間プロファイルを算出し方向推定を行う。

なお、相関行列生成部32において、相関ベクトル  $V_n(t_j)$  を合成後に、空間スペクトルを演算しているが、バス毎の相関ベクトル  $V_n(t_j)$  を用いて、(式12)に示すようにバス毎に空間プロファイル演算を行っても良い。なお、(式12)は、第  $n$  番目のサブキャリア信号に対する第  $j$  番目のバスの方向推定評価関数を示す。ただし、 $n = 1 \sim N_s$ 、 $j = 1 \sim L_n$  である。

$$F_{nj}(\theta) = |a^H(\theta) V_n(t_j)|^2 \quad (12)$$

なお、相関行列生成部32は、(式11)に示される相関行列  $R$  ではなく、(式20 13)に示す相関ベクトル  $z$  を用いても良い。この場合、空間プロファイル演算部32は(式4)でなく、(式14)に示す空間プロファイルを算出して、ピークレベルを検出することにより、到来方向推定値とする。ここで、 $V_{n,m}(t_j)$  は、

相関ベクトル  $V_n(t_j)$  の第m番目の要素を表す。

$$z = \sum_{n=1}^{Ns} \sum_{j=1}^{Ln} V_{n,1}^*(t_j) V_n(t_j) \quad (13)$$

$$F(\theta) = \left| z^H a(\theta) \right|^2 \quad (14)$$

なお、本実施例における分割帯域方向推定部4では、ビームフォーマ法を用い

て方向推定をおこなっているが、菊間著、「アレーアンテナによる適応信号処理」  
 5 (科学技術出版) 等で情報開示されているMUSIC法、ESPRIT法といった固有値分解手法や、相関行列の逆行列演算を含むCapon法等の到来方向推定の高分解能手法を、(式3)あるいは(式11)で示される相関行列生成部22あるいは相関行列生成部32の出力である相関行列Rに対し、適用可能である。  
 10 ただし、サブキャリア信号群に属するサブキャリア信号数Ncがアレー素子数よりも小さい場合は、相関行列生成部22の出力である相関行列Rのランク数がフルランクにならないケースが考えられるため、サブキャリア信号数Ncに応じて、方向推定アルゴリズムを適宜選択する必要がある。あるいは相関行列生成部32を用いる場合は、サブキャリア信号数Ncとパス数Lnを加算した数に応じて、15 選択する必要がある。また、アレーアンテナ1の構成が等間隔直線アレー配置である場合、相関行列生成部22あるいは相関行列生成部32で得られる相関行列Rに対し、空間スムージング処理の適用や、ユニタリ変換行列を乗算するユニタリ変換処理を加えることで、方向ベクトルを実数化したビームスペースでの到来方向推定処理の適用も可能である。

20 なお、サブキャリア伝送は、直交周波数分割多重(OFDM)されたサブキャリア信号でも良い。この場合は、各サブキャリア信号がOFDMシンボル区間内で直交する周波数が選択され使用される。また、周波数軸方向に、符号拡散多重されるMC-CDMA方式への適用も可能である。この場合は、サブキャリア信

号に埋め込まれた個別ユーザ毎に多重されたパイロット信号を用いて、ユーザ毎に各サブキャリア信号のパイロット相関値を算出することにより、本実施例で説明した動作を行うことで同様な効果が得られる。

また、時間軸方向に符号拡散多重されるMC/DS-CDMA方式でも同様に適応が可能である。この場合は、各サブキャリア信号の時間軸方向に符号分割多重されたユーザ信号を、逆拡散により抽出した後に、ユーザ毎に各サブキャリア信号のパイロット相関値を算出することにより、本実施例で説明した動作を行うことで同様な効果が得られる。

また、符号分割多重されたユーザが存在する場合、分割帯域アレー重み生成部5は、符号拡散多重されているユーザ間の干渉を低減させるビーム形成機能を付加してもよい。この機能は、所望するユーザの方向にサブキャリア信号群毎に分割帯域方向推定部4の推定方向に主ビームを有し、多重されている他ユーザの方向にはヌルを形成する受信アレー重みを生成することにより実現できる。

#### (実施例2)

図5は、本発明の実施例2に係る適応アンテナ無線通信装置の送信部の構成を示すブロック図である。本実施例の構成は、実施例1で説明した図1の構成での、各分割帯域方向推定部4による方向推定結果を基に、サブキャリア毎に送信指向性を形成する動作を行う。なお、分割帯域方向推定部4の方向推定結果が得られるまでのブロック図は実施例1と同様であり、省略している。図5における適応アンテナ無線通信装置は、分割帯域方向推定部4の推定結果を基に送信アレー重みを生成するサブキャリア送信重み生成部40、送信サブキャリア信号( $f_1 \sim f_{N_s}$ )を送信アレー素子数分だけ複製したそれぞれの信号に、送信アレー重みを乗算するサブキャリア送信指向性形成部41、重み付けされたサブキャリア信号を混合する混合器42、混合器42の出力を無線周波数に周波数変換する無線送信部43から構成される。なお、図5ではアンテナ素子数 $N_a = 2$ 、サブキャ

リア数  $N_s = 2$ 、分割帯域数  $N_d = 2$  の場合の構成例を示している。以下、図 5 を用いてその動作の説明を行う。

アレーアンテナ 1 で受信されたマルチキャリア方式で伝送された高周波信号  $s_1$  を基に、分割帯域方向推定部  $4-1 \sim 4-N_d$  で分割帯域毎に到来方向推定される。これまで実施例 1 と同様であり、ここでは説明を省略する。

次に、サブキャリア送信重み生成部  $4-0$  は、 $N_d$  個の分割帯域方向推定部  $4$  の推定結果を基に送信アレー重みを生成する。送信アレー重みの生成は、無線通信システムのデュプレックス方式により異なる動作を行う。例えば、時分割多重 (TDD) 方式、周波数多重 (FDD) 方式により、以下のような異なる動作を行う。

TDD 方式の場合、送信帯域と受信帯域が時分割で共有されるため、分割帯域毎の分割帯域方向推定部  $4-1 \sim 4-N_d$  での推定方向結果を基に、分割帯域アレー重み生成部  $5-1 \sim 5-N_d$  のそれぞれで生成された受信アレー重みを送信アレー重み  $W_s$  として用いる。また、分割帯域毎の分割帯域方向推定部  $4-1 \sim 4-N_d$  での方向推定結果の全通信帯域にわたる広がり（偏差）が大きい場合であって、符号拡散多重により複数ユーザが存在する無線通信システムのときには、ユーザ間干渉が大きくなるという課題が生じる。このため、以下の動作のいずれかを適用する。

1) 分割帯域アレー重み生成部  $5-1 \sim 5-N_d$  が分割帯域毎の分割帯域方向推定部  $4-1 \sim 4-N_d$  での推定方向結果から、全分割帯域の中で最大受信電力を与える推定方向（分割帯域毎に分割帯域方向推定部  $4-1 \sim 4-N_d$  でそれぞれ算出された空間プロファイルの中での最大ピーク方向）に送信指向性ピームを形成する送信アレー重み  $W_s$  を生成する。

2) 分割帯域アレー重み生成部  $5-1 \sim 5-N_d$  が分割帯域毎の分割帯域方向推定部  $4-1 \sim 4-N_d$  での推定方向結果から、推定方向の全通信帯域での偏差を算出する。そして、偏差が所定値より小さい場合には分割帯域方向推定部  $4-$

1～N d の各推定方向結果の平均方向に、複数の主ビームを向ける送信アレー重みW s を生成する。また、所定値より大きい場合には、全分割帯域の中で受信電力上位の推定方向（分割帯域毎に分割帯域方向推定部 4-1～4-N d でそれぞれ算出された空間プロファイルの中での上位のピーク方向）に生成する。

5 FDD方式の場合、送信帯域と受信帯域が異なるが、各分割帯域方向推定部 4-1～4-N d の推定値を基に、以下の動作のいずれかを適用する。

10 1) 分割帯域アレー重み生成部 5-1～5-N d が分割帯域毎の分割帯域方向推定部 4-1～4-N d での推定方向結果から、全分割帯域の中で最大受信電力を与える推定方向（分割帯域毎に分割帯域方向推定部 4-1～4-N d でそれぞれ算出された空間プロファイルの中での最大ピーク方向）に送信指向性ビームを形成する送信アレー重みW s を生成する。

15 2) 分割帯域アレー重み生成部 5-1～5-N d が分割帯域毎の分割帯域方向推定部 4-1～4-N d での推定方向結果から推定方向の全通信帯域での偏差を算出する。そして、偏差が所定値より小さい場合には分割帯域方向推定部 4-1～4-N d の各推定方向結果の平均方向に、複数の主ビームを向ける送信アレー重みW s を生成する。また、所定値より大きい場合には、全分割帯域の中で受信電力上位の推定方向（分割帯域毎に分割帯域方向推定部 4-1～N d でそれぞれ算出された空間プロファイルの中での上位のピーク方向）に生成する。

20 次に、送信データが所定の変調フォーマットで、図示されていない変調器で変調され、送信サブキャリア信号 4 1-1～N s が生成される。サブキャリア送信指向性形成部 4 1-1～4 1-N s は、この送信サブキャリア信号 4 1-1～4 1-N s を、アーレアンテナ 1 の素子数 N a に等しい数に分配し、それに対し、サブキャリア送信重み生成部 4 0 で生成された送信アレー重みW s = [w1, w2, ..., wna] の要素を乗算して混合器 4 2-1～4 2-N a に出力する。

25 混合器 4 2-1～4 2-N a は、指向性重みづけされたサブキャリア送信指向

性形成部 4 1—1～4 1—N s のアレー素子数分の出力信号をそれぞれ割り当てられた周波数間隔でサブキャリア信号を配置するように混合する。無線送信部 4 3—1～4 3—N a は、混合器 4 2—1～4 2—N a の出力をそれぞれ無線周波数に周波数変換しアレーアンテナ 4 4 を構成するアンテナ素子 4 4—1～4 4—5 N a から送信する。

以上のように、本実施例により、実施例 1 の効果に加え、分割帯域方向推定部 4—1～4—N d での推定方向に指向性送信することで、マルチパス干渉が低減され、通信品質が改善される。また、全分割帯域の中で最大受信電力を与える推定方向または、全通信帯域での分割帯域毎の方向推定値の偏差に応じて、指向性送信方向を分割帯域の中で受信電力がより高い方向に限定することで、ユーザ間干渉を抑えた形で、効率よく指向性送信ができる。これにより、ユーザ間干渉が抑圧され、システム容量を改善できる。

なお、送信で用いられるサブキャリア伝送は、直交周波数分割多重（O F D M）されたサブキャリア信号でも良く、この場合、各サブキャリア信号がO F D Mシンボル区間内で直交する周波数が選択され使用される。また、周波数軸方向に、符号拡散多重されるMC—C D M A方式への適用も可能であり、ユーザ毎に実施例で説明した動作を行うことで同様な効果が得られる。また、時間軸方向に符号拡散多重されるMC／D S—C D M A方式でも同様に適応が可能であり、この場合もユーザ毎に、実施例で説明した動作を行うことで同様な効果が得られる。

また、符号分割多重されたユーザが存在する場合、サブキャリア送信重み生成部 4 0 は、実施の形態 1 と同様に、符号拡散多重されているユーザ間の干渉を低減させるビーム形成機能を付加してもよい。

### （実施例 3）

図 6 は、本発明の実施例 3 に係る適応アンテナ無線通信装置の受信部の構成を示すブロック図である。この構成は、実施例 1 で説明した図 1 に示す構成に、ア

レーアンテナ 1 で受信された全てのサブキャリア信号を用いることで全通信帯域での方向推定を行う全帯域方向推定部 5 0 と、方向推定結果選択部 5 1 とを追加した構成である。この方向推定結果選択部 5 1 は全帯域方向推定部 5 0 で算出される空間プロファイルを用いることで角度広がり検出し、全帯域方向推定部 5 0 と分割帯域方向推定部 4 とのどちらかの方向推定結果を選択して出力するものである。なお、分割帯域方向推定部 4 の方向推定結果が得られるまでのブロック図は実施例 1 と同様であり、省略している。以下、図 6 を用いて実施例 1 と異なる部分を主に説明する。なお、図 6 ではアンテナ素子数  $N_a = 2$ 、サブキャリア数  $N_s = 2$ 、分割帯域数  $N_d = 2$  の場合の構成例を示している。

アレーアンテナ 1 で受信されたマルチキャリア方式で伝送された高周波信号  $s_1$  を基に、分割帯域方向推定部  $4-1 \sim 4-N_d$  で分割帯域毎に到来方向推定されるまでは実施例 1 と同様であり、ここでは説明を省略する。

全帯域方向推定部 5 0 は、第  $n$  番目の分割帯域  $3-n$  で算出された（式 3）で示される相関行列  $R$  を  $R_n$  と表記したとき（ただし、 $n = 1, \dots, N_d$ ）、全ての分割帯域  $3-1 \sim 3-N_d$  で算出された  $R_n$  を入力とし、（式 1 5）で示される相関行列  $R_n$  の合成和  $R_a$  を算出する。そして、例えば（式 1 6）で示されるフーリエ法による空間プロファイルを、 $\theta$  を所定の角度ステップ  $\Delta \theta$  で可変することで空間プロファイルを算出し、空間プロファイルのピークレベルの高い順に所定数  $M$  ( $M \geq 1$ ) のピーク方向を検出し、全通信帯域でのサブキャリア信号の平均的 20 な到来方向推定を行う。ただし、 $a(\theta)$  はアレーアンテナ 1 の素子配置で決まる方向ベクトルであり、例えば素子間隔  $d$  の等間隔直線アレーの場合、（式 5）のように表すことができる。ここで、 $\lambda$  は搬送波の波長であり、 $\theta$  はアレーの法線方向を  $0^\circ$  方向としている。また、 $H$  は複素共役転置を表す。

$$R_a = \sum_{n=1}^{N_d} R_n \quad (1 5)$$

$$F(\theta) = a(\theta)^H R_a a(\theta) \quad (16)$$

次に、方向推定結果選択部 5 1 は、全ての分割帯域方向推定部 4 - 1 ~ 4 - N d の方向推定値  $\Phi_{km}$  と、それぞれの分割帯域 3 - m での空間プロファイル値（または到来方向推定評価関数値） $F_m(\Phi_{km})$  を用いて、(式 1 7) に示される計算式を用いて角度広がり AS を算出する。ここで、 $m = 1, \dots, N_d$  である。また、  
 5  $\phi_0$  は (式 1 8) で与えられ、 $\Phi_{km}$  は、第 m 番目の分割帯域 3 - m での分割帯域方向推定部 4 - m で検出された全  $L_m$  個のバスのうち、第 k 番目のバスの到来方向を示す。算出された角度広がり AS を用いて、角度広がり AS が所定値 K 以下の場合、全帯域方向推定部 5 0 の推定値を選択し、すべての分割帯域アレー重  
 10 み生成部 5 - 1 ~ 5 - N d に共通に出力する。一方、角度広がり AS が所定値 K より大きい場合、実施例 1 の形態と同様に、第 m 番目の分割帯域 3 - m での分割帯域方向推定部 4 - m の推定値は、分割帯域アレー重み生成部 5 - m に出力する。  
 ここで、 $m = 1, \dots, N_d$  である。

また、角度広がり AS の別な算出方法としては、空間プロファイル値（または到来方向推定評価関数値） $F_m(\Phi_{km})$  の上位を与える方向推定値  $\Phi_{km}$  のみを用いて、(式 1 7) から角度広がり AS を求めても良い。

$$AS = \sqrt{\frac{\sum_{m=1}^{N_d} \sum_{k=1}^{L_m} (\phi_{km} - \phi_0)^2 F_m(\phi_{km})}{\sum_{m=1}^{N_d} \sum_{k=1}^{L_m} F_m(\phi_{km})}} \quad (17)$$

$$\phi_0 = \frac{\sum_{m=1}^{N_d} \sum_{k=1}^{L_m} \phi_{km} F_m(\phi_{km})}{\sum_{m=1}^{N_d} \sum_{k=1}^{L_m} F_m(\phi_{km})} \quad (18)$$

次に、分割帯域アレー重み生成部 5 は、方向推定結果選択部 5 1 での方向推定

選択結果に従い、主ビーム方向を特定方向に向ける受信アレー重みを生成し、サブキャリア指向性形成部 6 に出力する。サブキャリア指向性形成部 6 は、生成された受信アレー重みを各サブキャリア信号に対し共通に乗算合成した信号を出力する。すなわち、第m番目の分割帯域 3-m における分割帯域アレー重み生成部 5-m は、第m番目の分割帯域 3-m に属するサブキャリア信号群に対し、方向推定結果選択部 5-1 での方向推定選択結果に従い、主ビーム方向を特定方向に向ける受信アレー重みを生成する。サブキャリア指向性形成部 6-m は、この生成された受信アレー重みを各サブキャリア信号に対し共通に乗算合成した信号を出力する。この動作はすべての  $m = 1, \dots, N_d$  に対して行われる。

10 復調部 7 は、指向性受信された各サブキャリア信号を用いて、復調動作を行いデータ受信する。

以上のように、本実施例によれば、実施例 1 での効果に加えて、方向推定結果選択部 5-1 により、全通信帯域でのサブキャリア信号の角度広がりを検出することで、全分割帯域毎に異なる指向性形成または、すべての分割帯域 3 に共通な指向性形成を、角度広がり AS に応じて切り替えることができる。これにより、角度広がり AS が小さい場合、すべてのサブキャリア信号に平均的な到来方向を推定することができる。このため、周波数選択性フェージングにより、一部の帯域の受信レベルが低い場合でも、通信帯域全体ではロバストな到来方向推定が可能となる。

20 なお、方向推定結果選択部 5-1 における角度広がり検出は、分割帯域毎の到来方向推定値の広がりを基に算出したが、全帯域方向推定部 5-0 で算出される空間プロファイルを基に検出する方法も適用可能である。この空間プロファイルより角度広がりを算出する方法としては、例えば、N. S. M. Shah 他、“MUSI C アルゴリズムを用いた到来方向と角度広がりの同時推定”、2000 年電子情報通信学会通信ソサエティ大会 B-1-31 に情報開示されている。(式 1-5) で算出さ

れる相関行列  $R_a$  から空間プロファイルを求め、この空間プロファイルより算出した角度広がり  $A_S$  を用いて、上記と同様に、全帯域方向推定部 50 または分割帯域方向推定部 4-1 ~ 4-Nd の推定結果を選択的に切り替えることができる。

なお、本実施例では、全帯域方向推定部 50 が全通信帯域のサブキャリア信号を用いて方向推定を行ったが、分割帯域方向推定部 4 に用いるサブキャリア信号分割数  $N_s$  よりも大きい分割数で方向推定を行う構成でも良い。

なお、本実施例における全分割帯域方向推定部 50 では、ビームフォーマ法を用いて方向推定をおこなっているが、「アレーアンテナによる適応信号処理」（菊間著、科学技術出版）等で情報開示されている MUSIC 法、ESPRIT 法といった固有値分解手法や、相関行列の逆行列演算を含む Capon 法等の到来方向推定の高分解能手法を、(式 15) で示される相関行列  $R_a$  を用いて適用することも可能である。ただし、分割帯域 3 に属するサブキャリア信号数  $N_c$ 、あるいはパス数がアレー素子数よりも小さい場合は、相関行列生成部 22 の出力である相関行列のランク数がフルランクにならないケースが考えられるため、ランク数、あるいはパス数に応じて、ビームフォーマ法との適応的な併用が考えられる。また、アレーアンテナ 1 の構成が等間隔直線アレー配置である場合、(式 15) で示される相関行列  $R_a$  に対し、空間スムージング処理や、ユニタリ変換行列を乗算するユニタリ変換処理を加えることで、方向ベクトルを実数化し、その実数化したビームスペースでの到来方向推定処理も同様に適用可能である。

なお、サブキャリア伝送は、直交周波数分割多重 (OFDM) されたサブキャリア信号でも良い。この場合は、各サブキャリア信号が OFDM シンボル区間内で直交する周波数が選択され使用される。また、サブキャリア伝送は周波数軸方向に、符号拡散多重される MC-CDMA 方式への適用も可能である。この場合は、個別ユーザ毎に多重されたサブキャリア信号に埋め込まれたパイロット信号を用いて、ユーザ毎に各サブキャリア信号のパイロット相関値を算出する。これ

により、実施例で説明した動作を行うことで同様な効果が得られる。

また、時間軸方向に符号拡散多重されるMC/DS-CDMA方式でも同様に適応が可能である。この場合は、各サブキャリア信号の時間軸方向に符号分割多重されたユーザ信号を、逆拡散により抽出する。その後に、ユーザ毎に各サブキャリア信号のパイロット相関値を算出する。これにより、本実施例で説明した動作を行うことで同様な効果が得られる。

また、符号分割多重されたユーザが存在する場合、分割帯域アレー重み生成部5は、実施の形態1と同様に、符号拡散多重されているユーザ間の干渉を低減させるピーム形成機能を付加してもよい。

#### 10 (実施例4)

図7は、本発明の実施例4に係る適応アンテナ無線通信装置の送信部の構成を示すブロック図であり、実施例2で説明した図5に示す構成に、全帯域方向推定部50と、方向推定結果選択部51とを追加した構成である。なお、分割帯域方向推定部4の方向推定結果が得られるまでのブロック図は実施例1と同様であり、省略している。以下、図7を用いて実施例1と異なる部分を主に説明する。なお、図7ではアンテナ素子数N<sub>a</sub>=2、サブキャリア数N<sub>s</sub>=2、分割帯域数N<sub>d</sub>=2の場合の構成例を示している。

アレーインテナ1で受信されたマルチキャリア方式で伝送された高周波信号s<sub>1</sub>を基に、分割帯域方向推定部4-1～4-N<sub>d</sub>で分割帯域毎に到来方向推定されるまでは実施例1と同様であり、ここでは説明を省略する。

全帯域方向推定部50は、実施例3で説明した動作と同一である。

方向推定結果選択部51は、実施例3で示したものと同様にして算出された角度広がりA<sub>S</sub>を用いて、角度広がりA<sub>S</sub>が所定値K以下の場合、全帯域方向推定部50の推定値を選択し、サブキャリア送信重み生成部40に出力する。一方、角度広がりA<sub>S</sub>が所定値Kより大きい場合、実施例2の形態と同様に、各分割帯

域  $3 - 1 \sim 3 - N_d$  での分割帯域方向推定部  $4 - 1 \sim 4 - N_d$  の推定値を、サブキャリア送信重み生成部  $4_0$  に出力する。ここで、 $m = 1, \dots, N_d$  である。

また、角度広がり AS の別な算出方法としては、空間プロファイル値（または到来方向推定評価関数値）  $F_m (\Phi km)$  の上位を与える方向推定値  $\Phi km$  のみを用いて、(式 17) から角度広がり AS を求めて良い。

5 次に、サブキャリア送信重み生成部  $4_0$  は、方向推定結果選択部  $5_1$  の出力を基に送信アレー重みを生成する。サブキャリア送信重み生成部  $4_0$  は、角度広がり AS が所定値 K より大きい場合、各分割帯域  $3 - 1 \sim 3 - N_d$  での分割帯域方向推定部  $4 - 1 \sim 4 - N_d$  の推定値が入力され、実施例 2 の形態におけるサブキャリア送信重み生成部  $4_0$  と同様な動作が行われる。一方、角度広がり AS が所定値 K 以下の場合、全帯域方向推定部  $5_0$  の推定値が選択されて入力されるので、10 方向推定値の方向に主ビームを向ける送信アレー重みを生成する。

次に、送信データが所定の変調フォーマットで図示されていない変調器により変調され、送信サブキャリア信号  $4_1 - 1 \sim N_s$  が生成される。サブキャリア送信指向性形成部  $4_1 - 1 \sim N_s$  は、この送信サブキャリア信号  $4_1 - 1 \sim 4_1 - N_s$  を、アレーランテナ 1 の素子数  $N_a$  に等しい数に分配し、それぞれに対し、送信アレー重み  $W_s = [w_1, w_2, \dots, w_{N_a}]$  の要素を乗算して混合器  $4_2 - 1 \sim 4_2 - N_a$  に出力する。

以降の動作は実施例 2 と同一である。

20 以上のように、本実施例により、実施例 1 及び実施例 2 の効果に加え、全分割帯域毎に異なる指向性形成または、すべての分割帯域 3 に共通な送信指向性形成を、角度広がり AS に応じて切り替えることができる。これにより、角度広がり AS が小さい場合、すべてのサブキャリア信号に平均的な到来方向を推定することができる。このため、周波数選択性フェージングにより、一部の帯域の受信レ 25 ベルが低い場合でも、通信帯域全体ではロバストな到来方向推定が可能となる。

その結果を用いる指向性送信は、より安定した動作が保証されるので、ユーザ間干渉が抑圧されシステム容量を改善できる。

なお、本実施例では、全帯域方向推定部 50 が全通信帯域のサブキャリア信号を用いて行ったが、分割帯域方向推定部 4 に用いるサブキャリア信号分割数  $N_s$  5 よりも大きい分割数で方向推定を行う構成でも良い。

なお、サブキャリア伝送は、直交周波数分割多重（O F D M）されたサブキャリア信号でも良い。この場合は、各サブキャリアがO F D Mシンボル区間内で直交する周波数を選択して使用される。また、サブキャリア伝送は周波数軸方向に、符号多重拡散されるM C—C D M A方式への適用も可能である。この場合は、符号分割多重されたユーザ毎に、拡散符号の逆拡散後にユーザ信号を抽出した後に 10 本実施例で説明した動作を行う。

また、時間軸方向に符号多重されるM C—D S—C D M A方式でも同様に適応が可能であり、この場合も、符号分割多重されたユーザ毎に、拡散符号の逆拡散後にユーザ信号を抽出後に実施例で説明した動作を行う。

15 また、符号分割多重されたユーザが存在する場合、サブキャリア送信重み生成部 40 は、実施の形態 1 と同様に、符号拡散多重されているユーザ間の干渉を低減させるビーム形成機能を付加してもよい。

#### 産業上の利用可能性

20 以上のように、本発明は適応アンテナ無線通信装置に有用であり、マルチキャリア伝送するのに適している。

## 請求の範囲

1. マルチキャリア伝送された高周波信号を受信する複数のアンテナ素子で構成されるアレーインテナと、

前記アンテナ素子毎に受信された高周波信号を複数のサブキャリア信号に分波する分波器と、

前記マルチキャリア伝送される全通信帯域を  $N_d$  個（ただし、 $N_d$  は 2 以上、かつ、マルチキャリア伝送に用いられるサブキャリア数以下の自然数）に分割し、各分割帯域に属するサブキャリア信号群を用いて電波の到来方向推定を行う  $N_d$  個の分割帯域方向推定部と、

10 前記分割帯域毎に、前記分割帯域方向推定部の推定方向に指向性ピームを有する、受信アレー重みを生成する分割帯域アレー重み生成部と、

前記分割帯域毎に生成された前記受信アレー重みを、それに対応する前記分割帯域内に属するそれぞれのサブキャリア信号に乘算合成することで指向性を形成するサブキャリア指向性形成部と、

15 前記サブキャリア指向性形成部の出力を用いてデータ復調する復調部とを具備する適応アンテナ無線通信装置。

2. 前記分割帯域方向推定部は、サブキャリア信号に埋め込まれた既知のパイロット信号を用いて、入力された各サブキャリア信号とのパイロット信号相関値を算出し、異なるアンテナ素子で受信された、同一サブキャリア信号間で算出された前記パイロット信号相関値の相関値を基に到来方向推定を行うことを特徴とする請求の範囲第 1 項に記載の適応アンテナ無線通信装置。

3. 前記分割帯域方向推定部は、前記サブキャリア信号群に属するサブキャリア毎の相関行列を統合した相関行列を用いて到来方向推定を行うことを特徴とする請求の範囲第 2 項に記載の適応アンテナ無線通信装置。

25 4. 前記分割帯域方向推定部は、前記サブキャリア信号群に属するサブキャリア

数がL個で、その第k番目のサブキャリア信号についての第m番目のアンテナ素子でのパイロット信号相関値を第m番目の要素にもつ列ベクトル  $V_k$  と、複素共役転置演算子  $H$  により、  $R = V_1 V_1^H + V_2 V_2^H + \dots + V_L V_L^H$  として表せる相関行列  $R$  を用いて、到来方向推定を行うことを特徴とする請求の範囲第2項に記載の適応アンテナ無線通信装置。

5

5. 前記分割帯域方向推定部は、前記サブキャリア信号群に属するサブキャリア毎の相関ベクトルを統合した相関ベクトルを用いて到来方向推定を行うことを特徴とする請求の範囲第2項に記載の適応アンテナ無線通信装置。

6. 前記分割帯域方向推定部は、前記サブキャリア信号群に属するサブキャリア数がL個で、その第k番目のサブキャリア信号についての第m番目のアンテナ素子でのパイロット信号相関値を第m番目の要素とする列ベクトル  $V_k$  と、前記列ベクトル  $V_k$  の第x番目の要素  $V_{kx}$  (ただし、xはアンテナ素子数以下の自然数) と、複素共役演算子 \* により、  $z = V_{1x} * V_1 + V_{2x} * V_2 + \dots + V_{Lx} * V_N$  として表せる相関ベクトル  $z$  を用いて到来方向推定を行うことを特徴とする請求の範囲第2項に記載の適応アンテナ無線通信装置。

10

7. 分割帯域方向推定部は、前記サブキャリア信号に埋め込まれた既知のパイロット信号を用いて、入力された各サブキャリア信号との相互相関演算を行うことで遅延プロファイルを算出し、前記遅延プロファイルから複数のパス到来タイミングを検出するパスサーチ部をさらに有し、

20 前記パス到来タイミング毎に、異なるアンテナ素子で受信された、同一サブキャリア信号間で算出された前記パイロット信号相関値の相関値を基に到来方向推定を行うことを特徴とする請求の範囲第1項に記載の適応アンテナ無線通信装置。

8. 前記分割帯域方向推定部は、前記サブキャリア信号群に属するサブキャリア毎に、検出されたサブキャリア毎の相関行列を統合した相関行列を用いて到来方向推定を行うことを特徴とする請求の範囲第7項に記載の適応アンテナ無線通信

25

装置。

9. 前記分割帯域方向推定部は、前記サブキャリア信号群に属するサブキャリア数がL個で、その第k番目のサブキャリア信号についての第p番目の到来パス（全到来パス数はS）の第m番目のアンテナ素子でのパイロット信号相関値をm番目  
5 の要素にもつ列ベクトル  $V_k(p)$  と、複素共役転置演算子  $H$  により、

$$R = \sum_{k=1}^L \sum_{p=1}^S V_k(p) V_k(p)^H$$

として表せる相関行列  $R$  を用いて到来方向推定を行うことを特徴とする請求の範囲第7項に記載の適応アンテナ無線通信装置。

10. 前記分割帯域方向推定部は、前記サブキャリア信号群に属するサブキャリア毎に、検出されたサブキャリア毎の相関ベクトルを統合した相関ベクトルを用いて到来方向推定を行うことを特徴とする請求の範囲第7項に記載の適応アンテナ無線通信装置。

11. 前記分割帯域方向推定部は、前記サブキャリア信号群に属するサブキャリア数がL個で、その第k番目のサブキャリア信号についての第p番目の到来パス（全到来パス数はS）の第m番目のアンテナ素子でのパイロット信号相関値をm番目の要素とする列ベクトル  $V_k(p)$  と、前記列ベクトル  $V_k(p)$  のx番目の要素  $V_{kx}(p)$ （ただし、xはアンテナ素子数以下の自然数）と、複素共役演算子 \* により、

$$z = \sum_{k=1}^L \sum_{p=1}^S V_{kx}(p)^* V_k(p)$$

20 として表せる相関ベクトル  $z$  を用いて到来方向推定を行うことを特徴とする請求の範囲第7項に記載の適応アンテナ無線通信装置。

12. 前記分割帯域方向推定部は、前記相関行列  $R$  を用いて、MUSIC法、E  
S P R I T法、C A P O N法、あるいはフーリエ法のいずれかの手法により到来

方向推定を行うことを特徴とする請求の範囲第3項に記載の適応アンテナ無線通信装置。

13. 前記分割帯域方向推定部は、前記相関行列Rを用いて、MUSIC法、E

SPRIT法、CAPON法、あるいはフーリエ法のいずれかの手法により到来

5 方向推定を行うことを特徴とする請求の範囲第8項に記載の適応アンテナ無線通信装置。

14. 前記分割帯域方向推定部は、前記相関行列Rに空間スムージング処理を行

う空間スムージング処理部を有し、前記空間スムージング処理部からの出力に、

MUSIC法、SPRIT法、CAPON法、あるいはフーリエ法のいずれか

10 手法を用いることで到来方向推定を行うことを特徴とする請求の範囲第3項に

記載の適応アンテナ無線通信装置。

15. 前記分割帯域方向推定部は、前記相関行列Rに空間スムージング処理を行

う空間スムージング処理部を有し、前記空間スムージング処理部からの出力に、

MUSIC法、SPRIT法、CAPON法、あるいはフーリエ法のいずれか

15 手法を用いることで到来方向推定を行うことを特徴とする請求の範囲第5項に

記載の適応アンテナ無線通信装置。

16. 前記分割帯域方向推定部は、前記相関行列Rに空間スムージング処理を行

う空間スムージング処理部を有し、前記空間スムージング処理部からの出力に、

MUSIC法、SPRIT法、CAPON法、あるいはフーリエ法のいずれか

20 手法を用いることで到来方向推定を行うことを特徴とする請求の範囲第7項に

記載の適応アンテナ無線通信装置。

17. 前記分割帯域方向推定部は、前記相関行列Rに空間スムージング処理を行

う空間スムージング処理部を有し、前記空間スムージング処理部からの出力に、

MUSIC法、SPRIT法、CAPON法、あるいはフーリエ法のいずれか

25 手法を用いることで到来方向推定を行うことを特徴とする請求の範囲第8項に

記載の適応アンテナ無線通信装置。

18. 前記分割帯域方向推定部は、前記相関行列Rにユニタリ変換処理を行うユニタリ変換部を有し、前記ユニタリ変換部からの出力に、MUSIC法、ESP-RIT法、CAPON法、あるいはフーリエ法のいずれかの手法を用いること<sup>5</sup>で到来方向推定を行うことを特徴とする請求の範囲第3項に記載の適応アンテナ無線通信装置。

19. 前記分割帯域方向推定部は、前記相関行列Rにユニタリ変換処理を行うユニタリ変換部を有し、前記ユニタリ変換部からの出力に、MUSIC法、ESP-RIT法、CAPON法、あるいはフーリエ法のいずれかの手法を用いること<sup>10</sup>で到来方向推定を行うことを特徴とする請求の範囲第5項に記載の適応アンテナ無線通信装置。

20. 前記分割帯域方向推定部は、前記相関行列Rにユニタリ変換処理を行うユニタリ変換部を有し、前記ユニタリ変換部からの出力に、MUSIC法、ESP-RIT法、CAPON法、あるいはフーリエ法のいずれかの手法を用いること<sup>15</sup>で到来方向推定を行うことを特徴とする請求の範囲第7項に記載の適応アンテナ無線通信装置。

21. 前記分割帯域方向推定部は、前記相関行列Rにユニタリ変換処理を行うユニタリ変換部を有し、前記ユニタリ変換部からの出力に、MUSIC法、ESP-RIT法、CAPON法、あるいはフーリエ法のいずれかの手法を用いること<sup>20</sup>で到来方向推定を行うことを特徴とする請求の範囲第8項に記載の適応アンテナ無線通信装置。

22. マルチキャリア伝送された高周波信号を受信する複数のアンテナ素子で構成されるアレーアンテナと、

前記アンテナ素子毎に受信された高周波信号を複数のサブキャリア信号に分波する分波器と、

前記マルチキャリア伝送される全通信帯域でのサブキャリア信号を用いて到来方向推定を行う全帯域方向推定部と、

前記全通信帯域を  $N_d$  個（ただし、 $N_d$  は 2 以上、かつ、マルチキャリア伝送に用いられるサブキャリア数以下の自然数）に分割し、各分割帯域に属するサブキ

5 ャリア信号群を用いて電波の到来方向推定を行う  $N_d$  個の分割帯域方向推定部と、

$N_d$  個の前記分割帯域方向推定部での方向推定結果の偏差が所定値以下の場合、

前記全帯域方向推定部の推定値を選択して出力し、偏差が所定値より大きい場合、

前記分割帯域方向推定部の推定値を出力する方向推定結果選択部と、

前記方向推定結果選択部の出力を用いて、推定方向に指向性ビームを有する受信

10 アレー重みを生成する分割帯域アレー重み生成部と

を具備する適応アンテナ無線通信装置。

23. マルチキャリア伝送された高周波信号を受信する複数のアンテナ素子で構

成されるアレーアンテナと、

前記アンテナ素子毎に受信された高周波信号を複数のサブキャリア信号に分波す

15 る分波器と、

前記マルチキャリア伝送される全通信帯域でのサブキャリア信号を用いて到来方

向推定を行う全帯域方向推定部と、

前記全通信帯域を  $N_d$  個（ただし、 $N_d$  は 2 以上、かつ、マルチキャリア伝送に

用いられるサブキャリア数以下の自然数）に分割し、各分割帯域に属するサブキ

20 ャリア信号群を用いて電波の到来方向推定を行う  $N_d$  個の分割帯域方向推定部と、

前記全帯域方向推定部で算出される空間プロファイルから角度広がりを検出し、

角度広がりが所定値以下の場合、前記全帯域方向推定部の推定値を選択して出力

し、角度広がりが所定値より大きい場合、前記分割帯域方向推定部の推定値を出

力する方向推定結果選択部と、

25 前記方向推定結果選択部の出力を用いて、推定方向に指向性ビームを有する受信

アレー重みを生成する分割帯域アレー重み生成部と  
を具備する適応アンテナ無線通信装置。

24. 時間分割デュプレックス（TDD）方式または周波数分割デュプレックス  
(FDD) 方式でマルチキャリア伝送される無線システムにおいて、

5 前記方向推定結果選択部で選択された推定方向結果を基に分割帯域毎に、1つの  
送信指向性ビームを形成する送信アレー重みを算出するサブキャリア送信重み生  
成部と、

前記分割帯域毎に前記送信アレー重みを送信サブキャリア信号に乗算し、指向性  
ビームを送信するサブキャリア送信指向性形成部と

10 をさらに具備することを特徴とする請求の範囲第22項に記載の適応アンテナ無  
線通信装置。

25. 時間分割デュプレックス（TDD）方式または周波数分割デュプレックス  
(FDD) 方式でマルチキャリア伝送される無線システムにおいて、

前記方向推定結果選択部で選択された推定方向結果を基に分割帯域毎に、1つの  
送信指向性ビームを形成する送信アレー重みを算出するサブキャリア送信重み生  
成部と、

前記分割帯域毎に前記送信アレー重みを送信サブキャリア信号に乗算し、指向性  
ビームを送信するサブキャリア送信指向性形成部と

20 をさらに具備することを特徴とする請求の範囲第23項に記載の適応アンテナ無  
線通信装置。

26. 時間分割デュプレックス（TDD）方式でマルチキャリア伝送される無線  
システムにおいて、

前記分割帯域アレー重み生成部で生成された受信アレー重みを、送信アレー重み  
として用いるサブキャリア送信重み生成部と、

25 前記分割帯域毎に共通な送信アレー重みを用いて指向性ビームを送信するサブキ

ヤリア送信指向性形成部と

をさらに具備することを特徴とする請求の範囲第1項に記載の適応アンテナ無線通信装置。

27. 時間分割デュプレックス（TDD）方式または周波数分割デュプレックス

5 (FDD) 方式でマルチキャリア伝送される無線システムにおいて、

全ての前記分割帯域方向推定部での推定方向の中から、最大受信電力を与える推定方向に、送信指向性ビームを形成するような送信アレー重みを算出するサブキヤリア送信重み生成部と、

前記送信アレー重みを用いて全分割帯域で共通の指向性ビームを送信するサブキ

10 ャリア送信指向性形成部と

をさらに具備する請求の範囲第1項に記載の適応アンテナ無線通信装置。

28. 時間分割デュプレックス（TDD）方式または周波数分割デュプレックス

(FDD) 方式でマルチキャリア伝送される無線システムにおいて、

前記分割帯域方向推定部から出力された推定方向の偏差を算出し、前記偏差が所

15 定値以下の場合には全ての前記分割帯域方向推定部から出力された方向推定値の

平均方向にマルチビームとなる送信指向性ビームを形成する、送信アレー重みを

算出し、所定値より大きい場合には、全ての前記分割帯域の中から所定数の、上

位の受信電力を与える推定方向に前記送信アレー重みを算出するサブキャリア送

信重み生成部と

20 をさらに具備する請求の範囲第1項に記載の適応アンテナ無線通信装置。

29. 前記マルチキャリア伝送は、直交周波数分割多重（OFDM）されたサブ

キャリア信号を用いることを特徴とする請求の範囲第1項に記載の適応アンテナ

無線通信装置。

30. 前記マルチキャリア伝送は、直交周波数分割多重（OFDM）されたサブ

25 キャリア信号を用いることを特徴とする請求の範囲第22項に記載の適応アンテ

ナ無線通信装置。

31. 前記マルチキャリア伝送は、直交周波数分割多重（O F D M）されたサブキャリア信号を用いることを特徴とする請求の範囲第23項に記載の適応アンテナ無線通信装置。

5 32. 前記マルチキャリア伝送は、周波数軸方向、あるいは時間軸方向に符号分割することでユーザ多重されたサブキャリア信号を用いることを特徴とする請求の範囲第1項に記載の適応アンテナ無線通信装置。

33. 前記マルチキャリア伝送は、周波数軸方向、あるいは時間軸方向に符号分割することでユーザ多重されたサブキャリア信号を用いることを特徴とする請求の範囲第22項に記載の適応アンテナ無線通信装置。

10 34. 前記マルチキャリア伝送は、周波数軸方向、あるいは時間軸方向に符号分割することでユーザ多重されたサブキャリア信号を用いることを特徴とする請求の範囲第23項に記載の適応アンテナ無線通信装置。

35. 前記多重されたユーザ毎に送信アレー重みあるいは受信アレー重みを生成し、指向性受信を行うことを特徴とする請求の範囲第32項に記載の適応アンテナ無線通信装置。

36. 前記多重されたユーザ毎に送信アレー重みあるいは受信アレー重みを生成し、指向性受信を行うことを特徴とする請求の範囲第33項に記載の適応アンテナ無線通信装置。

20 37. 前記多重されたユーザ毎に送信アレー重みあるいは受信アレー重みを生成し、指向性受信を行うことを特徴とする請求の範囲第34項に記載の適応アンテナ無線通信装置。

38. 前記分割帯域アレー重み生成部は、自己の分割帯域での分割帯域方向推定部の方向推定結果に指向性ビームを有し、多重されている他ユーザの推定方向にはヌルを形成する受信アレー重みを生成することを特徴とする請求の範囲第35

項に記載の適応アンテナ無線通信装置。

39. 前記分割帯域アレー重み生成部は、自己の分割帯域での分割帯域方向推定部の方向推定結果に指向性ビームを有し、多重されている他ユーザの推定方向にはヌルを形成する受信アレー重みを生成することを特徴とする請求の範囲第36

5 項に記載の適応アンテナ無線通信装置。

40. 前記分割帯域アレー重み生成部は、自己の分割帯域での分割帯域方向推定部の方向推定結果に指向性ビームを有し、多重されている他ユーザの推定方向にはヌルを形成する受信アレー重みを生成することを特徴とする請求の範囲第37項に記載の適応アンテナ無線通信装置。

10 41. 前記サブキャリア送信重み生成部は、所望のユーザ方向に指向性ビームを有し、多重されている他ユーザ方向にはヌルを形成する送信アレー重みを生成することを特徴とする請求の範囲第35項に記載の適応アンテナ無線通信装置。

42. 前記サブキャリア送信重み生成部は、所望のユーザ方向に指向性ビームを有し、多重されている他ユーザ方向にはヌルを形成する送信アレー重みを生成することを特徴とする請求の範囲第36項に記載の適応アンテナ無線通信装置。

15 43. 前記サブキャリア送信重み生成部は、所望のユーザ方向に指向性ビームを有し、多重されている他ユーザ方向にはヌルを形成する送信アレー重みを生成することを特徴とする請求の範囲第37項に記載の適応アンテナ無線通信装置。

図1

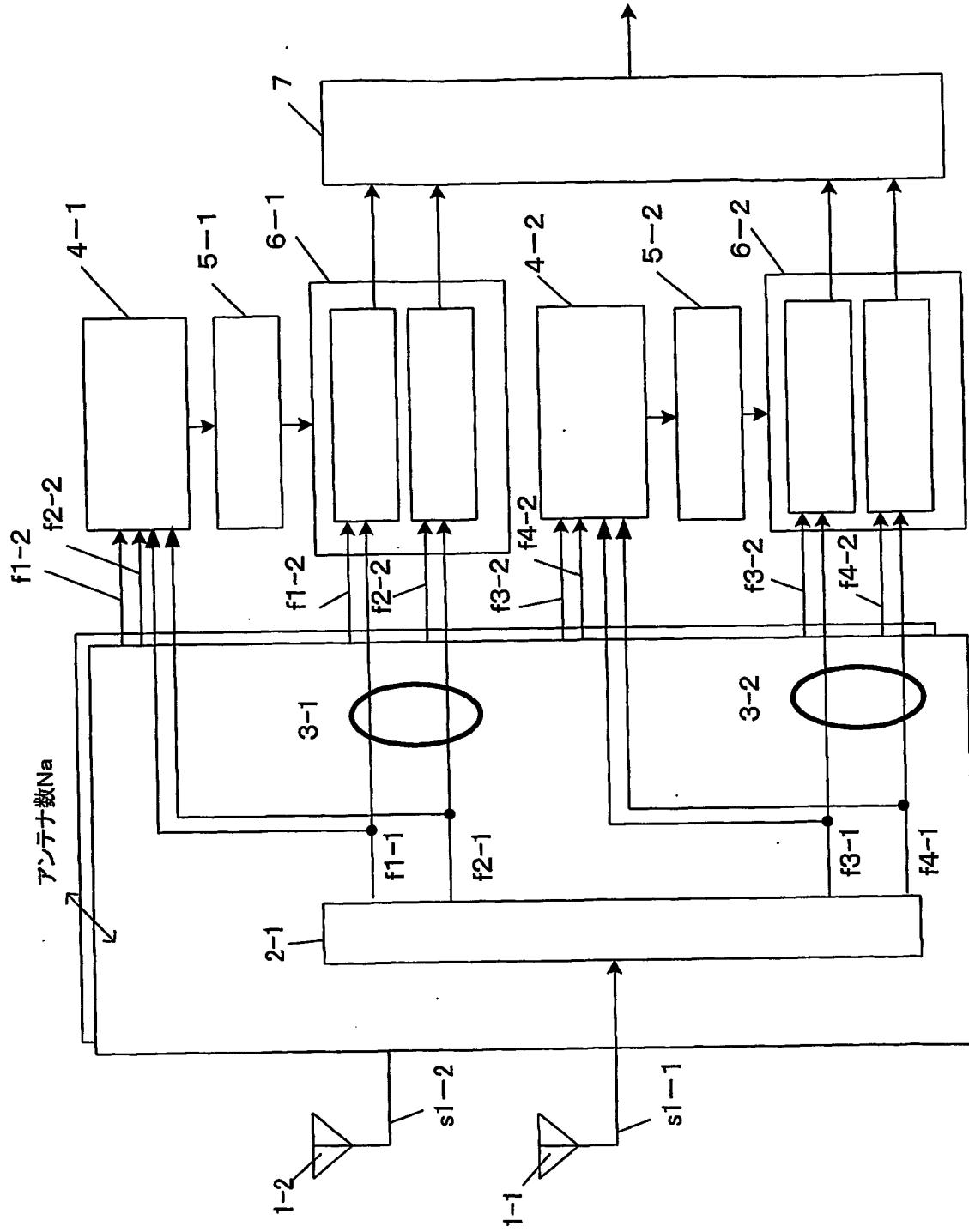
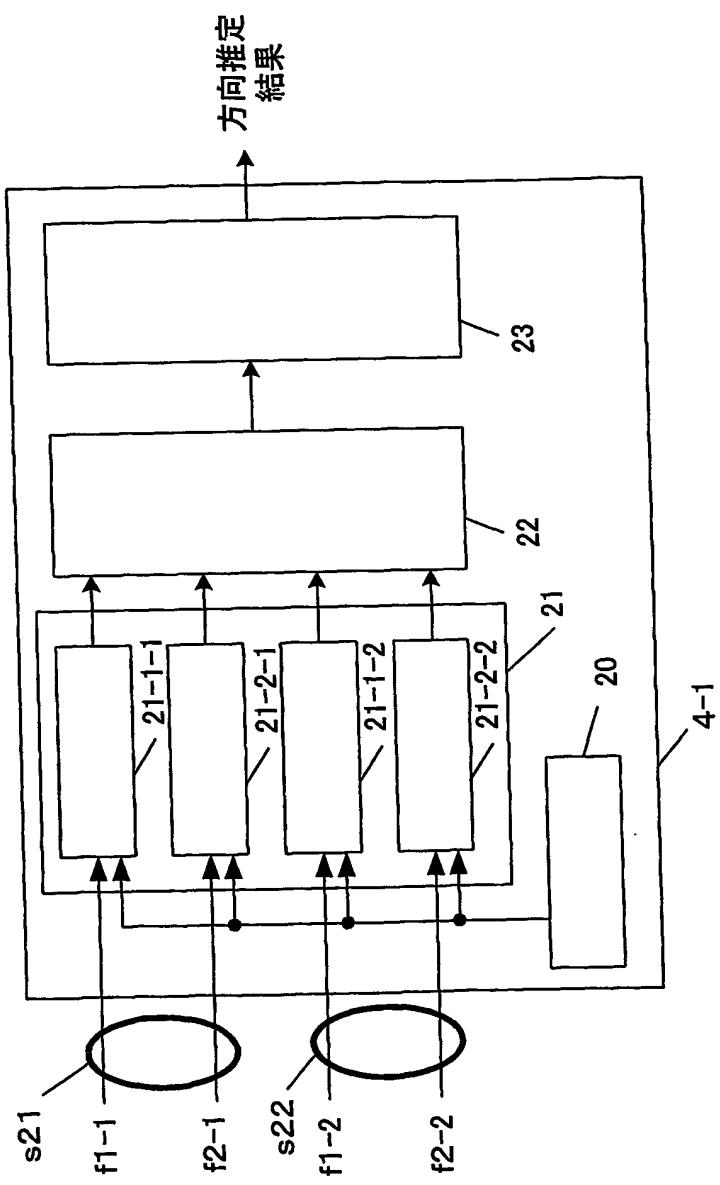


図2



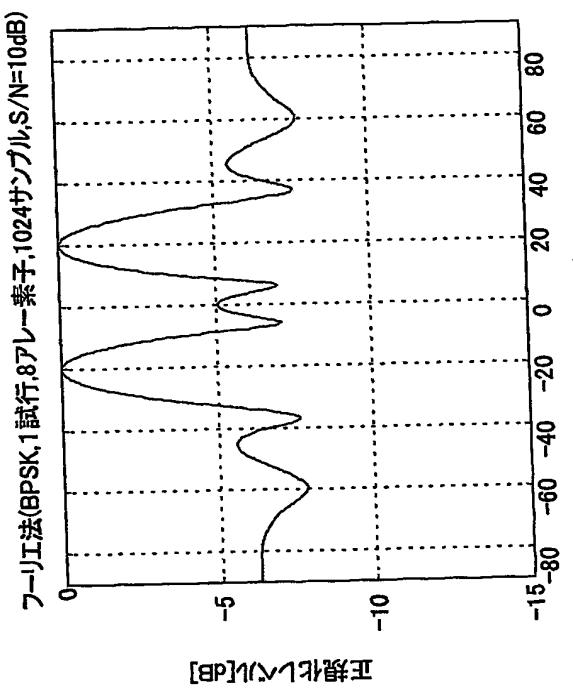


図3A

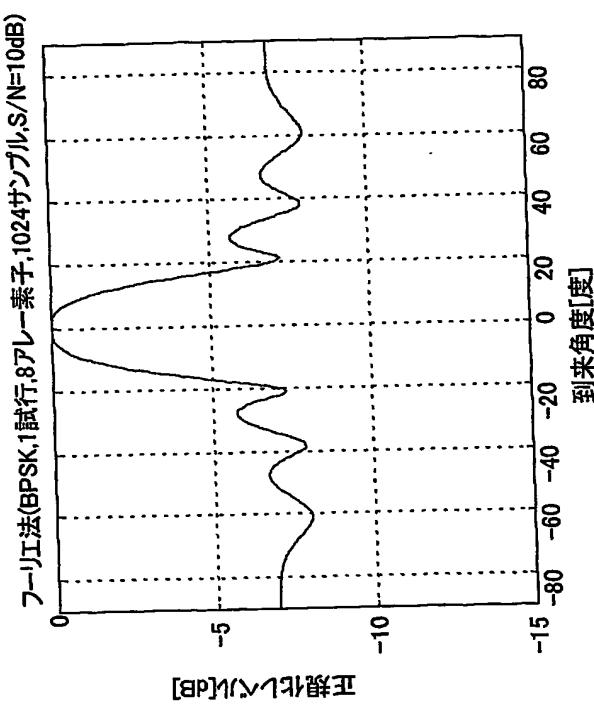


図3B

4

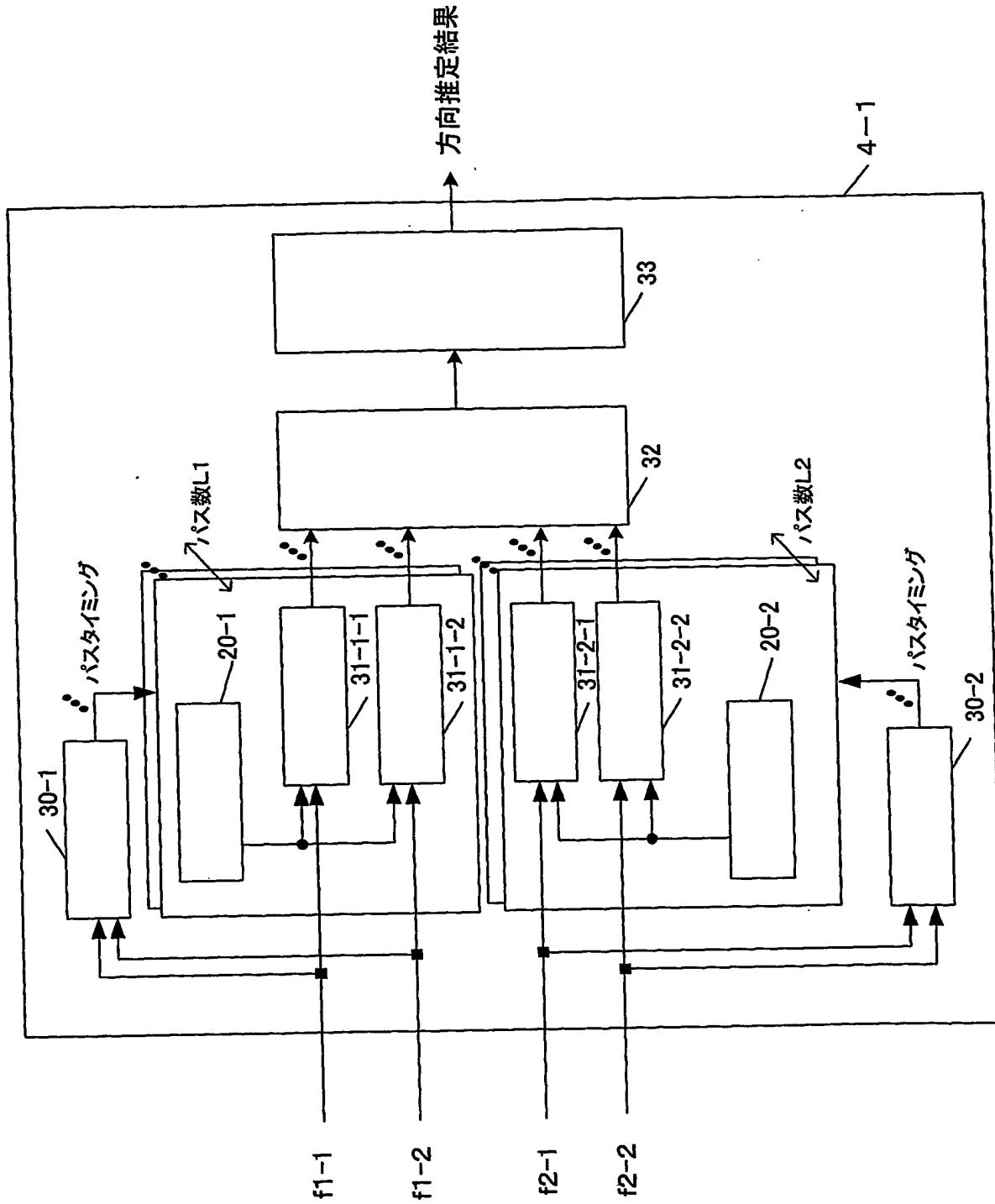
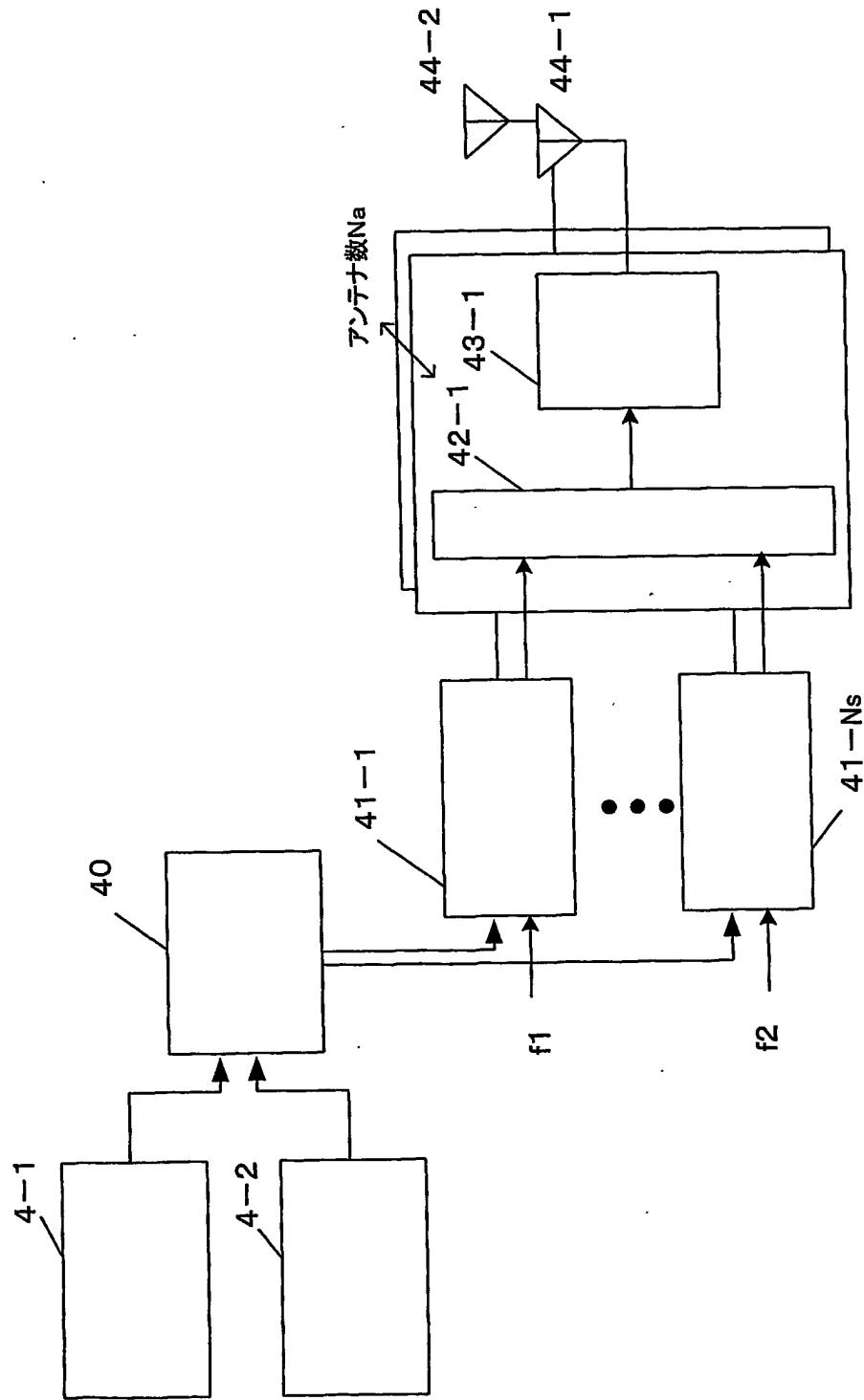
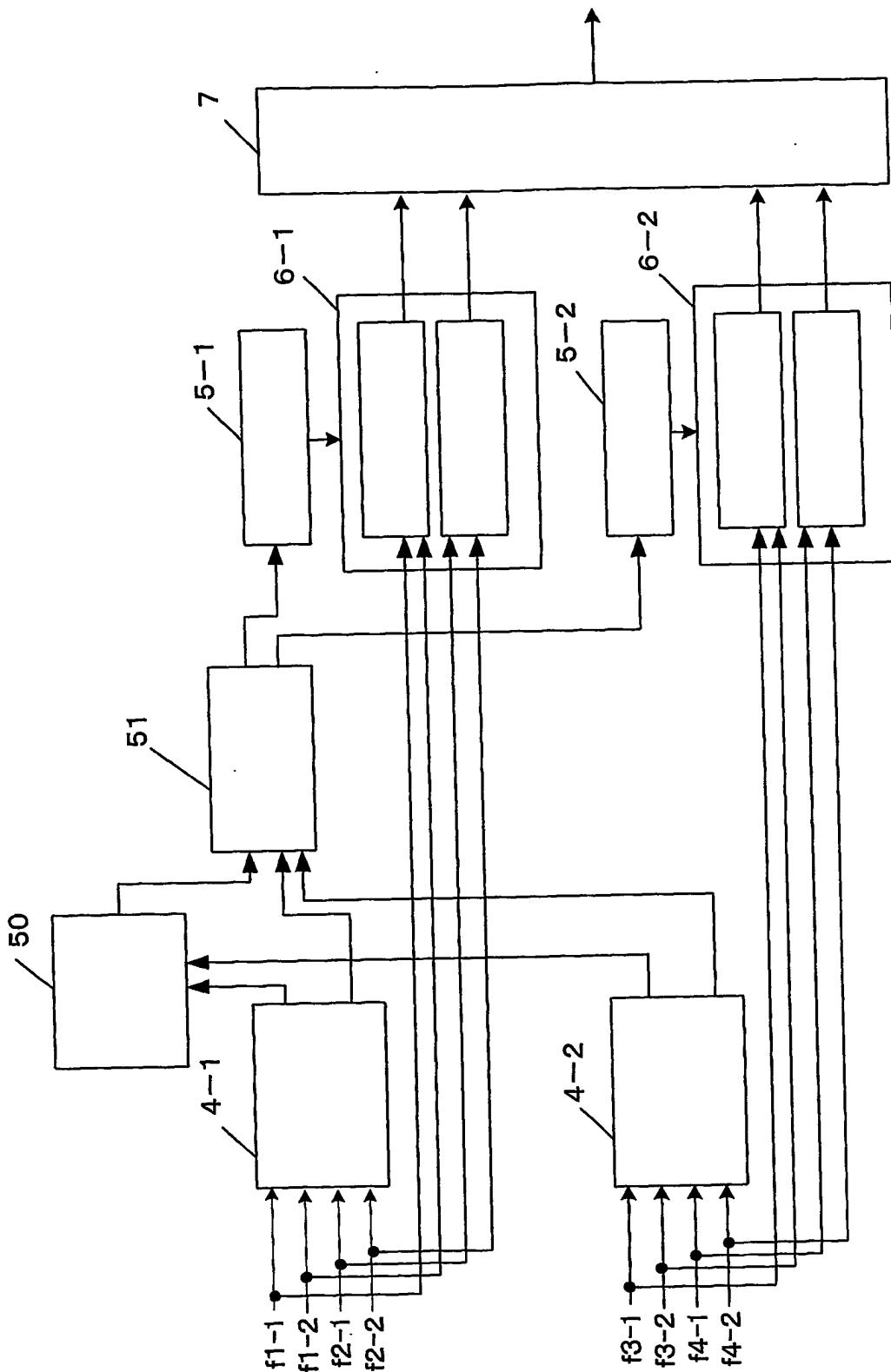


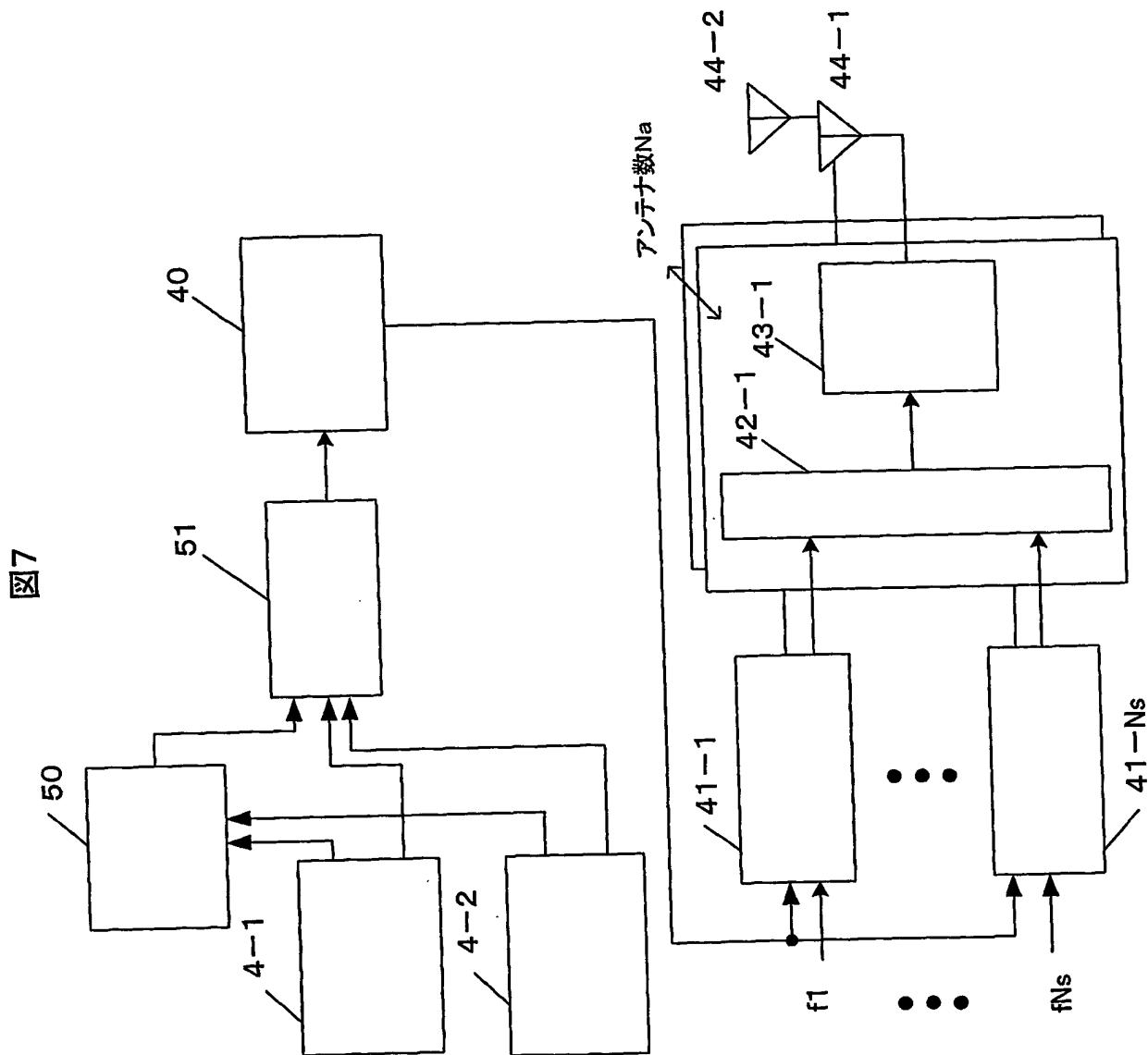
図5



6/8

図6





## 図面の参照符号の一覧表

1 アレーアンテナ  
1—1～1—N a、4 4—1、4 4—2 アンテナ素子  
2—1～2—N a 分波器  
3—1～3—N d 分割帯域  
4—1～4—N d 分割帯域方向推定部  
5—1～5—N d 分割帯域アレー重み生成部  
6—1～6—N d サブキャリア指向性形成部  
7 復調部  
2 0 パイロット信号生成部  
2 1、3 1 パイロット信号相関演算部  
2 2、3 2 相関行列生成部  
2 3、3 3 空間プロファイル演算部  
3 0—1、3 0—2 パスサーチ部  
4 0 サブキャリア送信重み生成部  
4 1 サブキャリア送信指向性形成部  
4 2 混合器  
4 3 無線送信部  
5 0 全帯域方向推定部  
5 1 方向推定結果選択部

## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP03/12346

## A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

Int.Cl<sup>7</sup> H04B7/10, H04B7/08

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

## B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

Int.Cl<sup>7</sup> H04B7/02-7/12

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Jitsuyo Shinan Koho	1922-1996	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2003
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2003	Jitsuyo Shinan Toroku Koho	1996-2003

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

## C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	JP 2002-198878 A (Toshiba Corp.), 12 July, 2002 (12.07.02), & EP 1220506 A1	1,2,7,26,29, 32,35,38,41
Y		3-6,8-21
A		22-25,27,28, 30,31,33,34, 36,37,39,40, 42,43
Y	Nobuyoshi KIKUMA, "Array Antenna ni yoru Tekio Shingo Shori(Japan)", Kagaku Gijutsu Shuppan 25 November, 1998 (25.11.98), pages 173 to 268	3-6,8-12

 Further documents are listed in the continuation of Box C. See patent family annex.

\* Special categories of cited documents:

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier document but published on or after the international filing date

"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

document member of the same patent family

"&amp;"

Date of the actual completion of the international search  
15 December, 2003 (15.12.03)Date of mailing of the international search report  
13 January, 2004 (13.01.04)Name and mailing address of the ISA/  
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))  
Int. C1' H04B 7/10 H04B 7/08

## B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC))  
Int. C1' H04B 7/02-7/12

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報 1922-1996年  
日本国公開実用新案公報 1971-2003年  
日本国登録実用新案公報 1994-2003年  
日本国実用新案登録公報 1996-2003年

国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)

## C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
X	JP 2002-198878 A (株式会社東芝) 2002. 07. 12	1, 2, 7, 26, 29, 32, 35, 38, 41
Y	& EP 1220506 A1	3-6, 8-21
A	& US 2002/0085653 A1	22-25, 27, 28, 30, 31, 33, 34, 36, 37, 39, 40, 42, 43
Y	菊間信良, アーレアンテナによる適応信号処理 (日), 科学技術出版, 1998. 11. 25, p. 173-268	3-6, 8-12

 C欄の続きにも文献が列挙されている。 パテントファミリーに関する別紙を参照。

## \* 引用文献のカテゴリー

「A」特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示す  
もの  
「E」国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日  
以後に公表されたもの  
「L」優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行  
日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する  
文献 (理由を付す)  
「O」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献  
「P」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

## の日の後に公表された文献

「T」国際出願日又は優先日後に公表された文献であって  
出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論  
の理解のために引用するもの  
「X」特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明  
の新規性又は進歩性がないと考えられるもの  
「Y」特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以  
上の文献との、当業者にとって自明である組合せに  
よって進歩性がないと考えられるもの  
「&」同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

15. 12. 03

国際調査報告の発送日

13.01.04

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (ISA/JP)

郵便番号 100-8915

東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官 (権限のある職員)

江口 能弘



5 J 3360

電話番号 03-3581-1101 内線 3534